



Grado en Ingeniería de Sistemas de Comunicaciones  
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TRABAJO FIN DE GRADO

# ESTUDIO Y DISEÑO DE UN ALIMENTADOR DE RADIOTELESCOPIOS VLBI 2010

**Autor:** David Espinosa Adams

**Tutor:** Sergio Llorente Romano

Leganés, Febrero 2015



# Agradecimientos

Agradezco eternamente a mi pequeño, al rottie de la familia, que nadie te ha olvidado, y nadie te olvidará; todo lo que has hecho por mí y por nosotros. Esto es por ti, Simbo, porque tú uniste lo que estaba desunido y nos hiciste felices. Siempre estaré a tu lado.

Agradezco por supuesto a mi madre, que primero es docente antes que madre, y me ha enseñado a ser persona; sin su confianza y su trabajo diario, hoy no sería quien soy.

A Camy, que siempre ha estado cuando la he necesitado y siempre me ha apoyado, incluso cuando yo he dudado de mí.

A mi padre, que ha hecho que me haga fuerte y me crezca cada vez que alguien ha dudado de mis posibilidades, y que, tanto en los momentos buenos como en los malos, siempre ha estado.

A mis amigos de siempre, y por supuesto a mis amigos de trinchera: Saúl, Guti, Vico, Jorge, Canario, Alfonso, Oli, Iván, Norbert, Fran, Pakito, y más que aunque no os nombre, sabéis que habéis sido importantes en esta etapa de mi vida.

Agradezco a aquellos profesores que siempre me han dicho que era imposible trabajar y estudiar a la vez, porque gracias a eso, afronté con más confianza y tesón cualquier reto que me hubiera venido. Agradezo por último, y no menos importantes a Sergio Llorente Romano, mi tutor del proyecto, a quien admiro y de quien aprendo cada vez que nos vemos, y quien motivó y despertó mis capacidades en el área de electromagnetismo. A Susana Briz Pacheco, que prácticamente me dio clase a mi solo, e hizo que la física se convirtiera en una parte esencial de mi vida. A Juan Manuel Molera Molera, por dedicarme tiempo cuando lo he necesitado y ayuda sin siquiera conocerme, a personas como María Blanca Ibáñez que siente devoción por lo que hace, a Elena Romera, por ser tan excelente profesora y transmitir tan bien. Agradezo a Carlos Pantión, porque gracias a él trabajar y estudiar fue más fácil, y siempre que lo necesité, me escuchó.

Esto es por vosotros.



# Resumen

Este Trabajo Fin de Grado se centra en el diseño del alimentador de banda ancha del reflector de un radiotelescopio preparado para realizar medidas VLBI (Very Long Baseline Interferometry). De entre todos los posibles alimentadores se elegirá la antena log-espiral cónica, debido a los interesantes resultados que ofrecen las mediciones de campo lejano, diagramas de radiación e impedancia de entrada, realizadas por John D. Dyson [1], en diferentes versiones de este tipo de antenas.

Los resultados publicados en dicha referencia, hacen que este tipo de antena sea una buena opción para cumplir los requisitos que exige el estándar VLBI2010, a los alimentadores de los nuevos radiotelescopios [17].

Tras el diseño de los parámetros de la antena log-espiral cónica, que se adapten a los requisitos del proyecto, se comprueba en un simulador electromagnético las prestaciones de la antena. Dado que la llamada región activa de la antena se desplaza, a medida que varía la frecuencia de operación, es de esperar que el denominado *centro de fases* de la antena también varíe.

El impacto que esta variación tiene, tanto en la eficiencia de la antena reflectora, como en la precisión de la medida VLBI que realiza el radiotelescopio, se caracteriza, a cada frecuencia, mediante un código ®MatLab, expresamente desarrollado para ello en el proyecto.

Además se propone como posible solución para minimizar esta variación, utilizar una agrupación (array) de este tipo de antenas, y se analizan diferentes posibilidades, exponiendo los resultados de dicha variación del centro de fases.

Los resultados obtenidos reflejan que, si se distancian las antenas, se produce un empeoramiento del haz principal del diagrama de radiación, perdiéndose la característica de independencia en frecuencia.

Sin embargo, mediante diversas rotaciones, donde las antenas se dispongan espacialmente enfrentadas entre sí, se consigue mantener diagrama de radiación e impedancia de entrada invariantes con la frecuencia, logrando una buena estabilidad del centro de fases en todo el rango de frecuencias, definido por la especificación VLBI2010 [17].



# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>III</b>
<b>Resumen</b>	<b>V</b>
<b>Lista de acrónimos</b>	<b>XIII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antenas de banda ancha . . . . .	3
1.2. Antenas independientes de la frecuencia . . . . .	3
1.2.1. Antecedentes . . . . .	4
1.3. Características de antenas independientes de la frecuencia . . . . .	4
1.3.1. Auto-complementariedad . . . . .	4
1.3.2. Auto-escalabilidad . . . . .	5
1.3.3. Geometrías infinitas truncadas . . . . .	5
1.3.4. Región activa . . . . .	5
1.4. Ejemplos de antenas independientes de la frecuencia . . . . .	5
1.4.1. Espirales planas . . . . .	6
1.4.2. Espirales con cavidad . . . . .	8
1.4.3. Espiral logarítmica cónica . . . . .	8
1.5. Coordenadas esféricas . . . . .	9
1.6. Planos principales . . . . .	10
1.7. Centro de fases . . . . .	10
<b>2. Estado del arte</b>	<b>13</b>
2.1. Radiotelescopio . . . . .	13
2.2. Cuásar o fuente de radio casi estelar . . . . .	14
2.3. Correlador . . . . .	14
2.4. VLBI . . . . .	14
2.5. Antenas Eleven y QRFH . . . . .	16
2.5.1. QRFH (Quadruple-Ridged Flared Horn) . . . . .	16
2.5.2. Eleven . . . . .	16
<b>3. Espiral de Dyson</b>	<b>19</b>
3.1. Diseño del alimentador para la especificación VLBI2010 . . . . .	20
<b>4. Análisis</b>	<b>25</b>
4.1. Funcionamiento de la herramienta de diseño . . . . .	26
4.2. Simulación de la espiral cónico-logarítmica de Dyson . . . . .	27
4.3. Generación y análisis de la estructura . . . . .	27
4.3.1. Principales características de la antena . . . . .	29

<b>5. Cálculo de la posición del centro de fases</b>	<b>33</b>
5.1. Fase del campo radiado tras un desplazamiento del sistema de coordenadas . . .	33
5.2. Cálculo del centro de fase . . . . .	36
5.3. Análisis de los centros de fase para una sola antena . . . . .	38
5.3.1. Antena con dirección de apuntamiento $\theta = 0$ radianes . . . . .	39
5.3.2. Antena rotada $12^\circ$ . . . . .	42
<b>6. Variación del centro de fase en arrays de espirales cónicas</b>	<b>45</b>
6.1. Análisis de los centros de fase de configuraciones en array y solución final . . .	45
6.2. Diagrama de flujo . . . . .	45
6.3. Proyecto en ®MatLab . . . . .	47
6.3.1. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en XZ y no distanciadas . . . .	50
6.3.2. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en XZ y separadas una distancia $d = 25$ mm en el eje $x$ . . . . .	52
6.3.3. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en el plano XZ y separadas $d = 5$ cm en $x$ . . . . .	54
6.3.4. Dos antenas rotadas $30^\circ$ y $-30^\circ$ en el plano XZ y no separadas . . . . .	56
6.4. Solución final . . . . .	57
6.4.1. Array de cuatro antenas, simétricas dos a dos en el eje $x$ y en el eje $y$ respectivamente, inclinadas $28^\circ$ y $-28^\circ$ y separadas una distancia $d = 1,5$ mm . . . . .	57
<b>7. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>61</b>
7.1. Conclusiones del proyecto . . . . .	62
7.2. Líneas futuras . . . . .	63
<b>A. Regulación</b>	<b>65</b>
<b>B. Presupuesto</b>	<b>69</b>
B.1. PERSONAL . . . . .	69
B.2. EQUIPOS . . . . .	70
B.3. OTROS COSTES DIRECTOS . . . . .	70
B.4. COSTES TOTALES . . . . .	70
<b>Bibliografía</b>	<b>72</b>



# Índice de figuras

1.1. Geometría del reflector . . . . .	1
1.2. Antena de tipo Bow-tie . . . . .	4
1.3. Antena Bowtie truncada y alimentada en la sección más estrecha de la misma . . . . .	5
1.4. Espirales de Arquímedes . . . . .	7
1.5. Espiral logarítmica generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	7
1.6. Antena monohilo generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	8
1.7. Antena bifilar logarítmica cónica obtenida de la publicación en [1] de John D. Dyson . . . . .	9
1.8. Paso de coordenadas cartesianas a esféricas generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	10
1.9. Vista frontal de cómo han sido referenciados los planos . . . . .	10
2.1. Partes más significativas de un radiotelescopio . . . . .	13
2.2. Correlador real simple . . . . .	14
2.3. Elementos que componen la arquitectura de un VLBI . . . . .	15
2.4. Bloques de la arquitectura de un VLBI . . . . .	15
2.5. Alimentador QRFH . . . . .	16
2.6. Antena Eleven . . . . .	17
3.1. Antena bifilar log-espiral cónica en [1] de John D. Dyson . . . . .	19
3.2. Carta de diseño: Ganancia a partir de la relación de un $\theta_0$ dado para un $\alpha$ . . . . .	20
3.3. Regiones activas de la espiral de Dyson . . . . .	21
3.4. Carta de diseño: Obtención de radios de la intersección de $\theta_0$ y $\alpha$ . . . . .	22
3.5. Antena log-espiral cónica bifilar . . . . .	23
4.1. Diagrama de estados de $\text{\textcircled{R}}\text{Ansoft HFSS}$ [9] . . . . .	26
4.2. Espiral logarítmica generada con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	27
4.3. Geometría generada con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	28
4.4. Diagramas de radiación en los dos planos principales . . . . .	30
4.5. Ganancia en los dos planos principales . . . . .	31
4.6. Impedancia de entrada a todas las frecuencias . . . . .	32
5.1. Movimiento del punto de referencia en campo cercano . . . . .	34
5.2. Movimiento del punto de referencia en campo lejano . . . . .	35
5.3. Antena bifilar logarítmica cónica de Dyson generada con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	39
5.4. Diagrama de radiación generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	39
5.5. Antenas de tipo AECL en los dos planos principales generadas $\text{\textcircled{R}}\text{Ansoft HFSS}$ . . . . .	40
5.6. Variación de los centros de fase generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	40
5.7. Variación de los centros de fase en $[\lambda]$ generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	41
5.8. Variación de los centros de fase generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	41
5.9. Antena inclinada $12^\circ$ generada con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	42

5.10. Diagrama de radiación con antena inclinada $12^\circ$ generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . .	43
5.11. Variación de los centros de fase generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	43
5.12. Variación del centro de fases generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	44
6.1. Diagrama de flujo para la implementación del código . . . . .	46
6.2. Configuración de antenas rotadas y no separadas generadas con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . .	50
6.3. Diagrama de radiación generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	50
6.4. Diagrama de radiación generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	51
6.5. Variaciones con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	51
6.6. Variación de los centros de fase generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	52
6.7. Configuración de antenas rotadas y separadas con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	52
6.8. Diagrama de radiación con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	53
6.9. Variación de los centros de fase generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	54
6.10. Configuración de antenas rotadas y separadas con $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	54
6.11. Diagrama de radiación con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	55
6.12. Variación de los centros de fase generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	55
6.13. Array de antenas rotadas no separadas $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . . . . .	56
6.14. Diagrama de radiación con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	56
6.15. Variación de los centros de fase generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	57
6.16. Array de antenas rotadas $28^\circ$ y $-28^\circ$ y separadas 1.5 mm desde uno de los planos principales . . . . .	58
6.17. Diagrama de radiación generado con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	58
6.18. Variación de los centros de fase generada con $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ . . . . .	59

# Índice de cuadros

4.1. Características principales de la AECL bifilar . . . . .	29
6.1. Función que genera el centro de fases . . . . .	47
6.2. Función que interpola los valores de campo . . . . .	47
6.3. Función que inclina el alimentador . . . . .	48
6.4. Función que calcula la zona más radiante de la configuración elegida . . . . .	48
6.5. Función que devuelve el centro de fases en la zona más radiante . . . . .	48
6.6. Función que devuelve el centro de fases para la dirección de apuntamiento . . .	49
6.7. Función que obtiene el nuevo campo con el FA que corresponda . . . . .	49
A.1. Tecnologías que funcionan en la banda que requiere el proyecto . . . . .	65
A.2. Sistemas de comunicaciones según CNAF . . . . .	66
B.1. Costes de personal . . . . .	69
B.2. Costes de los equipos y licencias . . . . .	70
B.3. Otros costes directos . . . . .	70
B.4. Coste total . . . . .	70



# Lista de acrónimos

**VLBI:** Very Long Baseline Interferometry.

**IAG:** International Association of Geodesy.

**IVS:** International VLBI System.

**VGOS:** VLBI2010 Global Observing System.

**SGP:** Space Geodesy Project.

**NASA:** National Aeronautics and Space Administration.

**QRFH:** Quadruple-Ridged Flared Horn.

**AECL:** Antena Espiral Cónica Logarítmica.

**HFSS:** High Frequency Structure System.

**CST:** Computer Simulation Technology.

**FEKO:** FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche.

**PEC:** Perfect Electric Conductor.

**MoM:** Method of Moments.

**MEF:** Método de elementos finitos.

**ABC:** Absorbing Boundary Condition.

**FA:** Factor de array.

**PIRE:** Potencia Radiada Isotrópica equivalente.

**ITU:** International Telecommunications Union.

**UHF:** Ultra High Frequency.

**GPS:** Global Position System.

**FRS:** Family Radio Service.

**GMRS:** General Mobile Radio Service.

**SHF:** Super High Frequency.

**RLAN:** Restricted/Limited Access Network.

**RFID:** Radio Frequency IDentification.

**SRD:** Short Range Devices.

**DBS:** Direct Broadcast Satellite.

**CNAF:** Cuadro Nacional de Atribuciones de Frecuencia.

**UMTS:** Universal Mobile Telecommunications System.

**Wi-Fi:** Wireless Fidelity.

**ICM:** Aplicaciones Industriales, Científicas y Médicas.

**MMDS:** Sistema de Distribución Multipunto por Microondas.

# Capítulo 1

## Introducción

Este Trabajo Fin de Grado se centra en el estudio y diseño de un alimentador de banda ancha de la antena reflectora de un radiotelescopio que cumpla con la especificación VLBI2010 [17].

VLBI (Very Long Baseline Interferometry) es una técnica geodésica que permite calcular, de forma precisa, la distancia entre dos puntos terrestres, mediante observaciones de radioastronomía. La especificación VLBI2010 es un estándar definido y promovido por la asociación IVS (International VLBI System), integrada principalmente por institutos de investigación públicos de diferentes países.

Este estándar establece los requisitos técnicos que deben cumplir los radiotelescopios involucrados en el estudio geodésico, para aumentar la precisión de las medidas en un orden de magnitud, respecto a las medidas VLBI que se hacen en la actualidad [17].

Entre los parámetros del sistema VLBI2010, que ya han sido definidos por la IVS, se encuentra la geometría del reflector, mostrada en la figura 1.1, y las especificaciones que debe cumplir el receptor acoplado a dicho reflector, tales como ganancia, temperatura de ruido, polarización, métodos de calibración...[16].

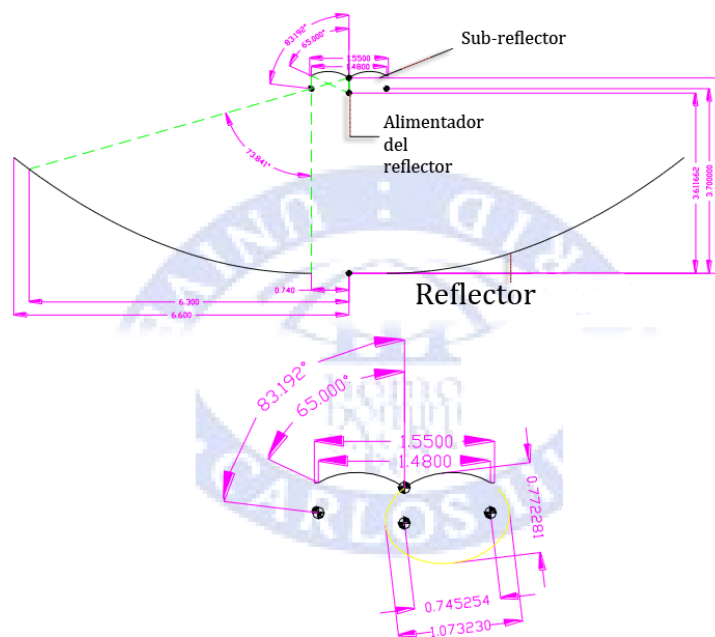


Figura 1.1: Geometría del reflector

En el presente proyecto, nos centramos en el diseño de la antena que ilumina el reflector. Según la citada norma, se estima que este alimentador debe cumplir los siguientes requisitos:

- Diseño de un alimentador de banda ancha que opere en el rango de frecuencias de 2 GHz a 14 GHz.
- Ganancia en torno a 9 – 10 dB.
- Polarización circular.
- Mínima variación del centro de fases.

## Objetivo del proyecto

El objetivo del proyecto es encontrar una posible solución para un tipo de alimentador de banda ancha que cumpla con la especificación VLBI2010 y satisfaga estos requisitos. Uno de los principales problemas que se encontraron al abordar este diseño es que, en general en todas las antenas, la posición física del centro de fases se desplaza, según varía la frecuencia de operación.

El centro de fases de un sistema que radia ondas, una antena en nuestro caso, es el teórico punto geométrico fuente de esas ondas, si se asume que dichas ondas son perfectamente esféricas.

Debido a que las antenas de banda ancha no radian ondas esféricas puras, en primer lugar, se estudia cómo aproximar la posición del centro de fases de los campos radiados por una antena.

En segundo lugar, una vez que seamos capaces de caracterizar la posición del centro de fases en cada frecuencia, se propone un diseño que permita mantener este centro de fases lo más invariante posible con la frecuencia.

La importancia de tener bien caracterizado el centro de fase de un alimentador, es que los reflectores se diseñan asumiendo que dichos alimentadores son radiadores de ondas esféricas ideales, y por tanto, la eficiencia de la antena reflectora dependerá del ajuste entre el centro de fases del alimentador, y el foco reflector. Adicionalmente, en medidas VLBI se utiliza principalmente la fase de la señal recibida, por lo que es importante tener bien calibrada la posición del centro de fases de la antena, para interpretar correctamente la medida.

En señales de banda ancha, la posible variación del centro de fases con la frecuencia, respecto al foco del reflector, agrava el problema, por lo que habrá que encontrar una solución en la que dicha variación sea lo más pequeña posible.

En el resto de este capítulo, se citan conceptos básicos que serán utilizados en el resto de la memoria.

En el capítulo 2 se definen los elementos que necesarios que definen el funcionamiento del sistema de comunicaciones completo, desde que se reciben las señales de banda ancha, hasta el procesado de la mismas. Además se incluyen dos tipos de antenas construidas que podrían haber sido utilizadas como alimentadores en este trabajo.

El capítulo 3 describe la caracterización de la antena log-espiral cónica. Los parámetros que la caracterizan se calculan a partir de cartas de diseño, obtenidas a partir de las diversas medidas de campo, diagramas de radiación e impedancia de entrada, que fueron realizadas por John D. Dyson [1].



Seguidamente, el capítulo 4 se centra en el análisis de la geometría escogida en el capítulo 3 como alimentador. Para ello, se introduce y se enfatiza en el programa de desarrollo con el que han sido simulados los campos electromagnéticos radiados por el alimentador. Se incluyen, por último, las medidas de diagrama de radiación, ganancia e impedancia de entrada, a partir de dicha simulación.

En el capítulo 5 se determina cómo se ha realizado la estimación del centro de fases, para su posterior estudio con la variación de la frecuencia. Asimismo, se muestran los resultados de dichas estimaciones para una antena log-espiral cónica, con diferentes direcciones de apuntamiento, para evaluar cómo varía el centro de fases con la frecuencia. Estos cálculos se han obtenido a partir de la implementación de funciones en código `®MatLab`, a partir de los campos generados por el simulador con el que se ha analizado la antena en el capítulo 4.

El capítulo 6 incluye los resultados para una agrupación de antenas log-espinales cónicas, dispuestas espacialmente de manera diferente, mediante rotaciones y desplazamientos respecto al origen de coordenadas, para evaluar la estabilidad del centro de fases con la frecuencia. Se incluye además, un diagrama de flujo para la implementación del código `®MatLab` y las funciones que han sido necesarias para determinar la solución que minimice lo máximo posible dicha variación con la frecuencia.

Por último, en el capítulo 7 se exponen las conclusiones a la vista de este proyecto, a partir de los estimaciones obtenidas con las diferentes configuraciones en array evaluadas en el capítulo 6. Asimismo, se plantean posibles líneas de trabajo futuras.

## 1.1. Antenas de banda ancha

Se conocen como antenas de banda ancha aquellas que pueden operar en un amplio rango de frecuencias, manteniendo las mismas o parecidas características de funcionamiento.

La especificación VLBI2010 requiere que el radiotelescopio pueda recibir señales cuyo ancho de banda se sitúe en cualquier lugar del rango de frecuencias, comprendido entre 2 GHz y 14 GHz.

## 1.2. Antenas independientes de la frecuencia

El principio que se busca para la obtención de antenas de banda ancha es que sean independientes de la frecuencia. Existen dos conceptos relacionados con este propósito: *auto-complementariedad* y *auto-escalabilidad*.

Para conseguir el ancho de banda requerido, se ha utilizado como alimentador la solución propuesta por John D. Dyson en 3.1. Este alimentador consiste en una antena de tipo espiral cónica logarítmica, que en adelante será denominada como AECL (Antena Espiral Cónica Logarítmica), cuyo funcionamiento es independiente de la frecuencia y mantiene, por tanto, un diagrama de radiación e impedancia de entrada similares, a lo largo de toda la banda de trabajo.

Para obtener una buena estabilidad del centro de fases, que es el caso que nos ocupa, se han estudiado diferentes configuraciones en array de este alimentador.

### 1.2.1. Antecedentes

El ingeniero eléctrico Dr. Victor H. Rumsey [11] estableció el siguiente principio:

*Una antena cuya geometría pueda ser descrita únicamente en función de ángulos tendrá un comportamiento independiente de la frecuencia, ya que su geometría no varía al realizar el escalado.*

Esto sucede porque los ángulos resultan invariantes a medida que se estira o se encoge la antena desde sus extremos.

## 1.3. Características de antenas independientes de la frecuencia

### 1.3.1. Auto-complementariedad

Es un concepto que aparece en el análisis y diseño de antenas planas, y que puede ser generalizado para antenas definidas sobre algunas superficies.

Dada una antena plana, definida por el espacio que ocupa el metal en el plano, la antena complementaria es aquella cuya parte metálica se sitúa en la zona donde la antena original no tiene metal, de forma que la superposición de una antena plana y su complementaria, rellenarían de metal todo el plano infinito, sin producirse ningún solape entre ellas.

La definición de antena complementaria se ilustra además mediante la figura 1.2, que muestra una antena de tipo Bow-tie, de la misma forma y tamaño que la zona complementaria no ocupada.

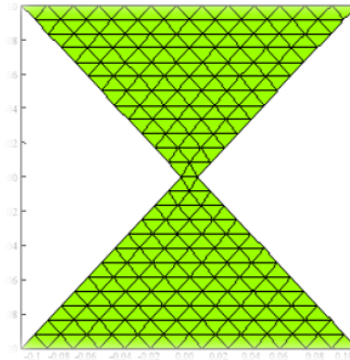


Figura 1.2: Antena de tipo Bow-tie

A partir del principio de Babinet, explicado en [2], puede demostrarse que existe la siguiente relación entre las impedancias de dos antenas  $a$  y  $b$  que sean complementarias:

$$Z_a(f)Z_b(f) = \frac{\eta^2}{4} \quad (1.1)$$

donde  $\eta$  es la impedancia intrínseca del vacío, cuyo valor es  $120\pi$ .

Una antena *auto-complementaria* es aquella donde la geometría de la antena y la geometría de su complementaria son idénticas, salvo alguna operación de giro y/o traslación.

En este caso, la ecuación (1.1) nos permite calcular la impedancia de la antena auto-complementaria, que resulta ser constante a todas las frecuencias:

$$Z_{\text{auto-complementaria}} = \frac{\eta}{2} = \frac{60}{\pi} = 188,5 \text{ } [\Omega] \quad C. A. Balanis [2] \quad (1.2)$$

El hecho de tener una impedancia independiente con la frecuencia, es una característica deseable para una antena de banda ancha.

### 1.3.2. Auto-escalabilidad

Una antena es auto-escalable cuando la geometría se mantiene invariante en operaciones de escalado.

Las antenas Bow-tie mostradas en las figuras 1.2 y 1.3, si se asume que son infinitas, cumplen esta propiedad.

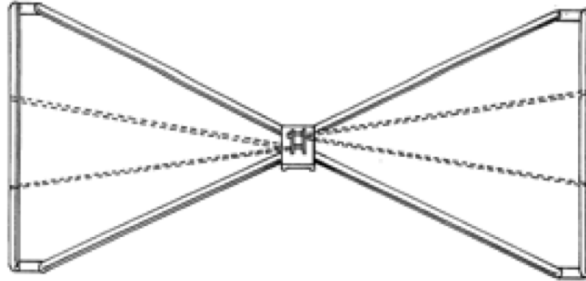


Figura 1.3: Antena Bowtie truncada y alimentada en la sección más estrecha de la misma

Dada una solución de las ecuaciones de Maxwell  $E(\vec{r}), H(\vec{r})$  [7], a la frecuencia  $f$  en una geometría  $G$ , entonces el mismo campo electromagnético escalado  $\vec{E}(\frac{\vec{r}}{\alpha}), \vec{H}(\frac{\vec{r}}{\alpha})$ , se corresponde con la solución de las ecuaciones de Maxwell a la frecuencia  $\alpha f$  en la geometría escalada  $\frac{1}{\alpha}G$ . Debido a ello, las antenas que son auto-escalables deben radiar el mismo campo electromagnético a todas las frecuencias.

En general, las antenas auto-escalables se corresponden con geometrías que pueden definirse únicamente con ángulos, y también se las denomina equiangulares.

### 1.3.3. Geometrías infinitas truncadas

Las antenas auto-complementarias y auto-escalables tienen las características necesarias que requiere una antena que deba funcionar en anchos de banda grandes, tales como impedancia de entrada independiente de la frecuencia, diagrama de radiación independiente de la frecuencia...

Desafortunadamente, ambas características implican el hecho de que una antena tenga geometría infinita.

En la práctica, dicha geometría debe truncarse, como sucede con la antena *Bow-tie*, mostrada en la figura 1.3.

La forma en la que debe truncarse dicha geometría, determina el ancho de banda que finalmente se obtiene.

### 1.3.4. Región activa

La región activa de una antena a cada frecuencia, es la parte de la antena donde se sitúan las corrientes responsables de crear el campo radiado.

En general, dicha región activa es diferente a cada frecuencia.

El truncamiento de las antenas auto-complementarias y auto-escalables, debe respetar las regiones activas de las antenas en el rango de las frecuencias que estén dentro del ancho de banda especificado.

## 1.4. Ejemplos de antenas independientes de la frecuencia

A continuación se muestran y detallan algunas antenas independientes de la frecuencia. También se evalúa su viabilidad para la caracterización de nuestro alimentador.

### 1.4.1. Espirales planas

La espiral plana se define en general por la siguiente ecuación en coordenadas polares  $(r, \phi)$ :

$$r = f(\phi) \quad (1.3)$$

A continuación se muestran los siguientes tipos de espirales planas:

- **Espiral equiangular**

Es una configuración geométrica cuya superficie puede ser descrita mediante ángulos y no por longitudes, por lo que necesariamente son auto-escalables. Su diagrama de radiación es de tipo cosenoidal, con polarización circular en sentidos opuestos para  $\theta = 0$  y  $\theta = \pi$  radianes. Además tiene una directividad en torno a 3 dB y 5 dB, como se puede ver en [15].

Este tipo de alimentador no nos sirve, debido al lóbulo trasero que presenta el diagrama de radiación, y donde también se observa que la directividad que tiene es muy baja, puesto que buscamos una directividad de 9 dB.

- **Espiral de Arquímedes**

Se define como la trayectoria que describe un punto, moviéndose a velocidad constante, sobre una recta que gira sobre un punto de origen fijo a velocidad angular  $\omega = \text{constante}$ . No es auto-escalable en sentido estricto y se expresa en coordenadas polares como sigue:

$$\rho = a\phi$$

Existen antenas, tanto monofilares como bifilares (con alimentación diferencial), donde la antena estaría compuesta por dos brazos, cuyos ejes se definen por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \rho_1 = a\phi + r_0, & 0 < \phi < \phi_{\text{máx}} \\ \rho_2 = a(\phi - \pi) + r_0, & \pi < \phi < \phi_{\text{máx}} + \pi \end{cases}$$

La anchura de cada brazo puede elegirse de forma que la antena sea auto-complementaria.

A la vista del diagrama de radiación de tipo cosenoidal que tiene este tipo de antena, para el caso bifilar, indicamos que tampoco es adecuada su utilización en este proyecto.

Se ilustran, con la sub-figura *a* [15] de la figura 1.4, una espiral arquimediana bifilar no auto-complementaria y con la sub-figura *b* de la figura 1.4, una espiral arquimediana monohilo.

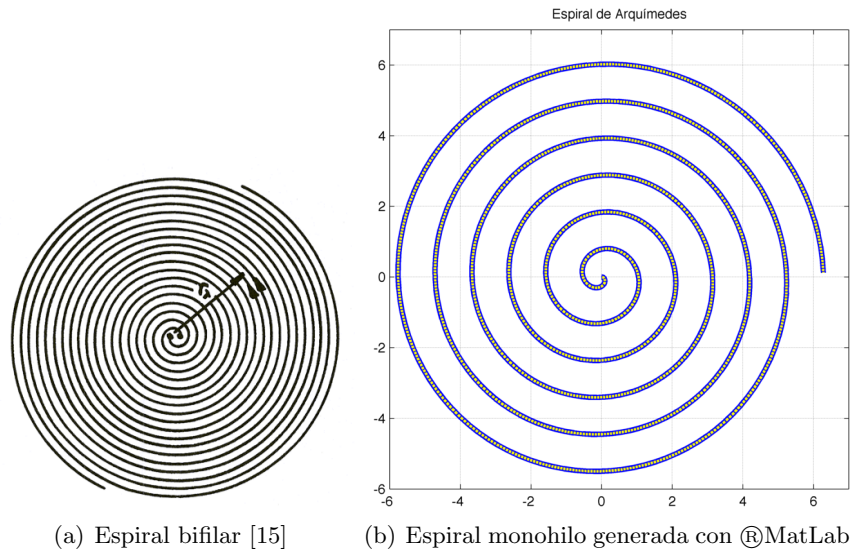


Figura 1.4: Espirales de Arquímedes

#### ■ Espiral logarítmica

Es aquella que tiene sus radios crecientes en progresión geométrica y que está formada por triángulos rectángulos semejantes superpuestos, en los que la hipotenusa de cada uno es el cateto del siguiente. En la naturaleza aparece frecuentemente este tipo de espiral, y la función en coordenadas polares para generarla es la siguiente:

$$\rho = e^{a\theta}$$

La figura 1.5 ilustra este tipo de espiral.

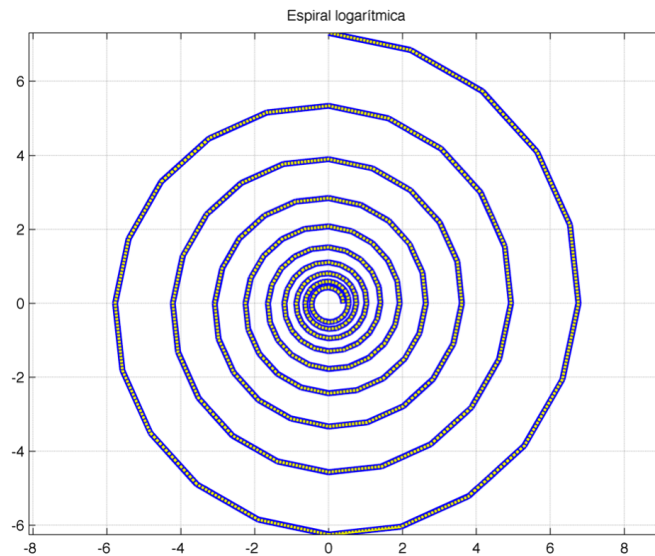


Figura 1.5: Espiral logarítmica generada con ®MatLab

### 1.4.2. Espirales con cavidad

A veces conviene, para diversas aplicaciones como la nuestra, tener un solo haz de radiación que ocupe un semiespacio, y se puede conseguir eliminar uno de los lóbulos, tanto en las espirales de Arquímedes como en las equiangulares planas, colocando dichas espirales, sobre una cavidad rellena absorbente para eliminar así la reflexión del lóbulo trasero y mantener por tanto, la independencia de la frecuencia. La directividad de este tipo de antenas unidireccionales está en torno a 8 dB y su ganancia, puesto que la eficiencia se reduce al 50 % es de 5 dB aproximadamente como se puede encontrar en [15], siendo su diagrama de radiación:

$$\cos(\theta), \forall \theta \in [0, \frac{\pi}{2}]$$

Puesto que su diagrama de radiación es de tipo cosenoidal y además la ganancia no cumple los requisitos de la nuestra, esta solución tampoco nos vale. Se ha de tener en cuenta que para este tipo de espirales, la auto-escalabilidad se rompe.

### Espiral equiangular cónica

Este tipo de espiral se define como sigue para el espacio  $\mathbb{R}^3$  en paramétricas:

$$\begin{cases} x = r \sin(t) \\ y = r \cos(t) \\ z = r \end{cases}$$

donde  $t$  es el parámetro utilizado para recorrer la espiral, y  $r$  es un vector que tiene la longitud definida por el vector  $t$ . En el caso de la figura 1.6, el vector  $t$  está definido como sigue:  $0 < t < 30\pi$ . Dicha figura muestra este tipo de espiral.

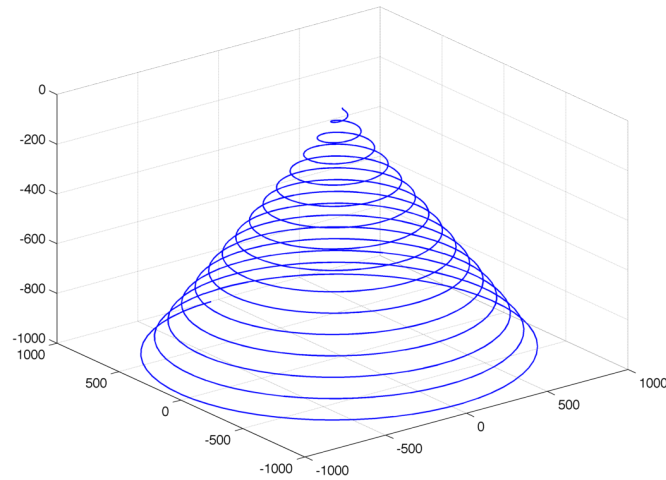


Figura 1.6: Antena monohilo generada con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$

### 1.4.3. Espiral logarítmica cónica

Esta espiral constituye una mezcla entre las antenas de hélice y las espirales logarítmicas independientes de la frecuencia. Está formada por dos brazos logarítmicos espirales enrollados

helicoidalmente sobre un cono de ángulo  $\theta_0$ . Éste, junto con el ángulo de la espiral  $\alpha$  y los demás parámetros de la log-espiral, determinan las características del diagrama de radiación. Este diagrama es de tipo pincel y con dirección de apuntamiento  $\theta = 0^\circ$ .

Esta antena será la antena elegida por cumplir con los requisitos del proyecto, como se verá en el capítulo 3, a partir de las medidas realizadas por John D. Dyson [1].

La figura 1.7 muestra la espiral de Dyson.

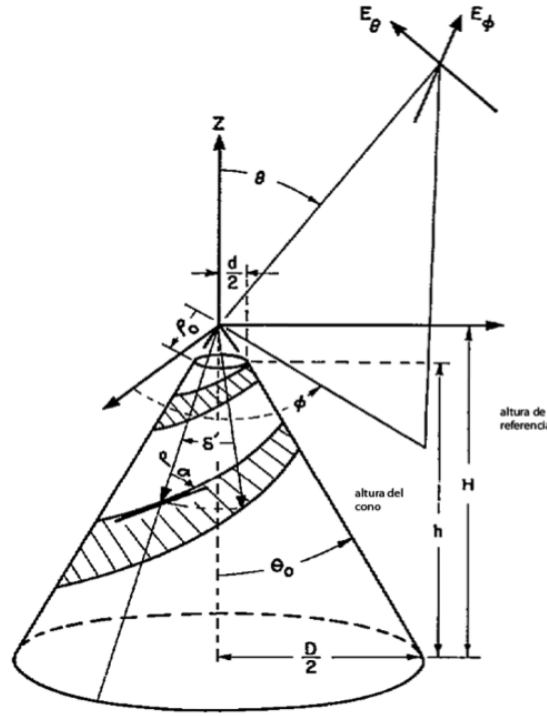


Figura 1.7: Antena bifilar logarítmica cónica obtenida de la publicación en [1] de John D. Dyson

## 1.5. Coordenadas esféricas

La figura 1.8 enseña una esfera con las variaciones en coordenadas esféricas, así como el cambio de coordenadas cartesianas a esféricas.

El punto P se obtiene a partir de tres magnitudes:  $r$  es el radio, el ángulo polar  $\theta$ , y el ángulo azimutal  $\phi$ . A continuación se indican las parametrizaciones correspondientes para cambiar de coordenadas cartesianas a coordenadas esféricas.

$$\begin{cases} \hat{x} = \sin \theta \cos \phi \hat{r} + \cos \theta \cos \phi \hat{\theta} - \sin \phi \hat{\phi} \\ \hat{y} = \sin \theta \sin \phi \hat{r} + \cos \theta \sin \phi \hat{\theta} + \cos \phi \hat{\phi} \\ \hat{z} = \cos \theta \hat{r} - \sin \theta \hat{\theta} \end{cases}$$

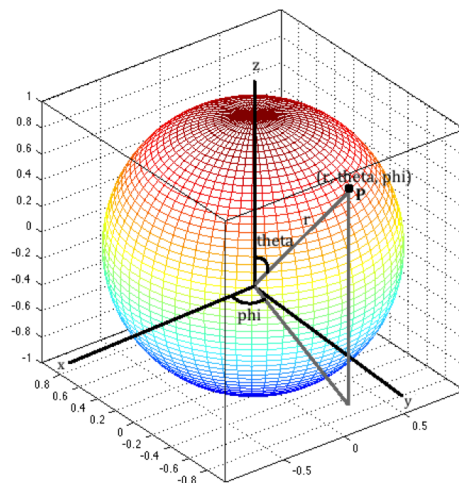


Figura 1.8: Paso de coordenadas cartesianas a esféricas generado con ®MatLab

## 1.6. Planos principales

Aunque la caracterización completa del diagrama de radiación de la antena elegida requiera la medida de todos los puntos  $(\theta, \phi)$  del sistema de coordenadas esféricas mostrado en la figura 1.8, sólo nos hará falta para el modelado de la antena, su estudio en los planos donde  $\phi = 0$  radianes, y  $\phi = \frac{\pi}{2}$  radianes, plano XZ y plano YZ respectivamente, que son los planos principales. La figura 1.9 muestra los planos principales y el plano XY donde  $\theta = \frac{\pi}{2}$ .

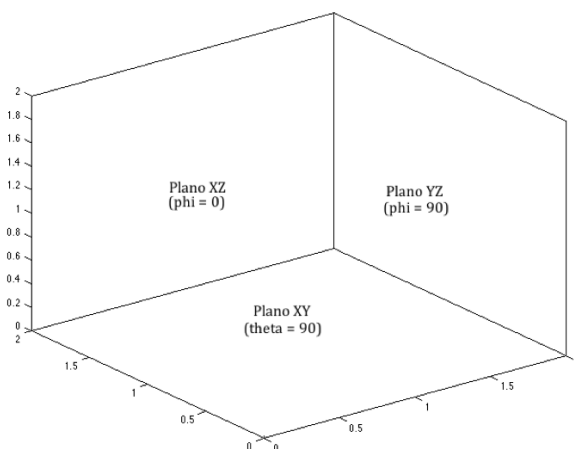


Figura 1.9: Vista frontal de cómo han sido referenciados los planos

## 1.7. Centro de fases

Idealmente el diseño de una antena reflectora asume que el alimentador que se sitúa en el foco radia ondas esféricas.

Sin embargo, esto no sucede así. En general, las antenas radian campos electromagnéticos cuyas superficies de fase constante, en zonas alejadas de la antena (condiciones de campo



lejano), son aproximadamente esféricas. Al centro de estas esferas que aproximan los campos radiados es lo que se denomina *centro de fase*. En nuestra antena, el centro de fases varía con la frecuencia.

Debido a esto, aparece un problema al intentar situarlas en el foco de una antena reflectora. Físicamente, no se puede mover la antena según se reciban ondas electromagnéticas de distinta frecuencia, porque en señales de banda ancha se recibe la señal completa con todas las frecuencias a la vez. Por ello, es fundamental que la determinación del centro de fases se establezca de manera muy precisa, porque si la variación del mismo es significativa, dará lugar a errores en la fase de la señal.

Resulta, por tanto, necesaria la implementación de un algoritmo que estime el centro de fases, y partir del mismo, la búsqueda de una solución donde la variación con la frecuencia se minimice lo máximo posible.



## Capítulo 2

# Estado del arte

Dado que el alimentador que se estudia en este proyecto tiene como finalidad la recepción de la señal que informa de las observaciones geodésicas, a continuación se explica detalladamente cada uno de los pasos que conforman el diagrama de bloques completo de este sistema de comunicaciones.

### 2.1. Radiotelescopio

Es un tipo de telescopio que capta ondas radio en vez de luz visible, procedentes de distintos puntos del universo, donde se sitúan objetos celestes que se comportan como fuentes de radiofrecuencia, normalmente a través de una o varias antenas parabólicas. La figura 2.1 nos muestra las partes más significativas de un radiotelescopio.

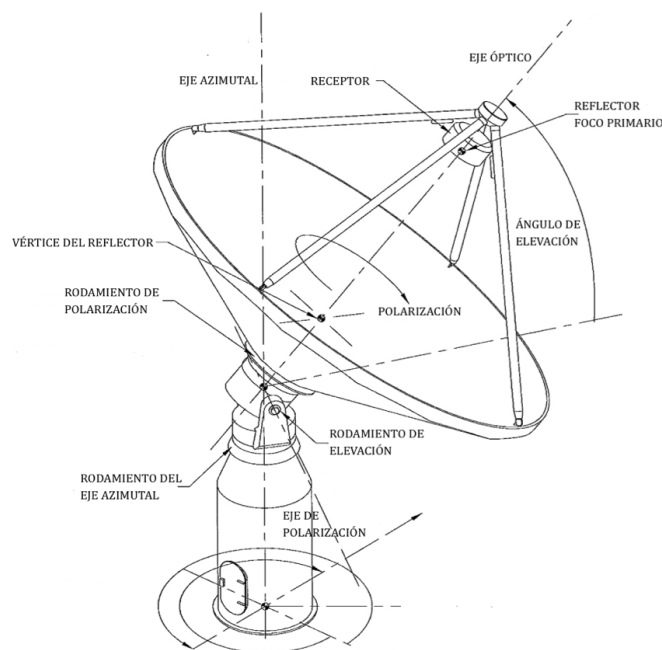


Figura 2.1: Partes más significativas de un radiotelescopio

## 2.2. Cuásar o fuente de radio casi estelar

Es una fuente astronómica de energía electromagnética de luz visible a distancias muy lejanas, desde 780 millones de años luz hasta 13.000 millones de años luz. Emiten radiofrecuencias en un amplio espectro y para su estudio se utilizan radiotelescopios.

## 2.3. Correlador

Una función de correlación es la relación estadística entre variables aleatorias en dos puntos diferentes en el espacio y/o tiempo.

A continuación se muestra un ejemplo de correlador real simple usado en algunos VLBI.

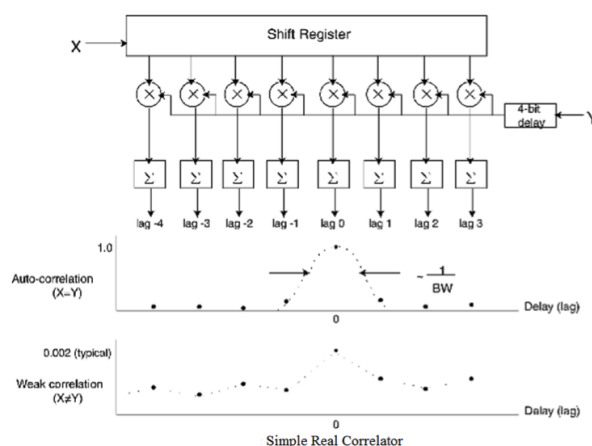


Figura 2.2: Correlador real simple

## 2.4. VLBI

Es un tipo de interferometría usada en radio-astronomía, que nos permite calcular, con gran precisión, medidas entre dos puntos del globo terráqueo, a partir de la correlación de medidas de radioastronomía en dichos puntos. Una señal procedente de una fuente astronómica de radio, como un cuásar, es recogida por múltiples radiotelescopios en nuestro planeta.

El parámetro de distancia a los radiotelescopios se puede obtener a partir de los diferentes retardos de tiempo de recepción de señal.

El retardo con el que la señal llega a cada observatorio, es proporcional a la distancia que las separa, por lo que el procesamiento de dichas señales, permite determinar la posición relativa de cada una de ellas. Tales medidas, en combinación con otras técnicas, permiten establecer un marco referencial terrestre.

### ■ Arquitectura de VLBI

Como se puede observar en la figura 2.3 esquematizada, dos radiotelescopios recogen las señales emitidas por la fuente de radio. Mediante la correlación de ambas señales, puede determinarse el retardo relativo con que se reciben en cada observatorio.

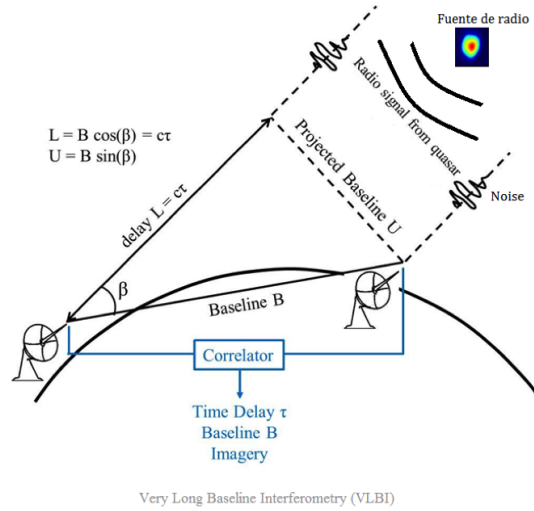


Figura 2.3: Elementos que componen la arquitectura de un VLBI

La distancia  $L$  es la velocidad de la luz multiplicada por un factor  $\tau$  de tiempo, que no es más que el retardo relativo con que se recibe la señal en uno de los observatorios.

Se pueden aplicar entonces, las relaciones trigonométricas expuestas en la figura 2.3, para calcular la distancia  $B$  (línea de base).

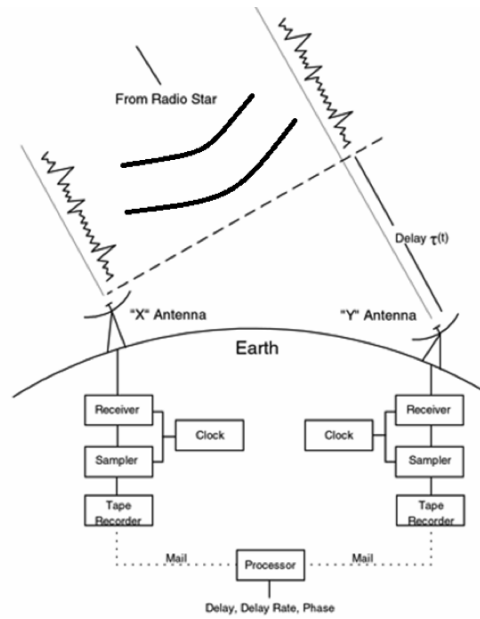


Figura 2.4: Bloques de la arquitectura de un VLBI

En la figura 2.4 se esquematiza el diagrama de bloques del sistema VLBI. Las señales se digitalizan y se sincronizan de manera muy precisa mediante relojes atómicos, para posteriormente mandarlas a un centro de procesado.

Una vez en éste, se correlan ambas señales para determinar el retardo relativo que tienen. Debido a que la correlación, para determinar el retardo, utiliza principalmente la información

contenida en la fase de la señal, es importante conocer, con la mayor precisión posible, el comportamiento con la frecuencia del centro de fases de la antenna receptora. Esto es así, porque en última instancia, el retardo que estima el correlador, es la diferencia de tiempo con que llega la señal al centro de fases de cada radiotelescopio. Por todo ello, es importante el estudio del centro de fases de la antenna que incorpora el radiotelescopio.

## 2.5. Antenas Eleven y QRFH

A continuación se muestran dos antenas de banda ancha ya implementadas que se pueden encontrar en las publicaciones que se indican en [12] y en [13], y que han sido propuestas como soluciones para el alimentador del radiotelescopio VLBI2010, como el que se diseña y estudia en este proyecto. Se muestran sus ventajas y desventajas, así como sus principales características de funcionamiento.

### 2.5.1. QRFH (Quadruple-Ridged Flared Horn)

Es un alimentador con doble polarización lineal que funciona entre 2.2 GHz y 14 GHz. Como principales desventajas es que se trata de una antenna voluminosa y pesada. Además tiene una fuerte variación del diagrama de fase y una mayor variación del diagrama de radiación a medida que cambia la frecuencia. Como ventaja, es un alimentador muy fácil de excitar y es muy robusto. La figura 2.5 muestra este tipo de antenna.



Figura 2.5: Alimentador QRFH

### 2.5.2. Eleven

Este alimentador tiene polarización lineal y opera entre 1.2 GHz y 14 GHz. Su principal desventaja es que tiene variaciones del diagrama de radiación con la frecuencia, es decir, que pierde la independencia de frecuencia. Otro de los problemas es su difícil excitación.

Su ventaja más evidente es que tiene un centro de fases teóricamente fijo. La figura 2.6 ilustra esta antenna.

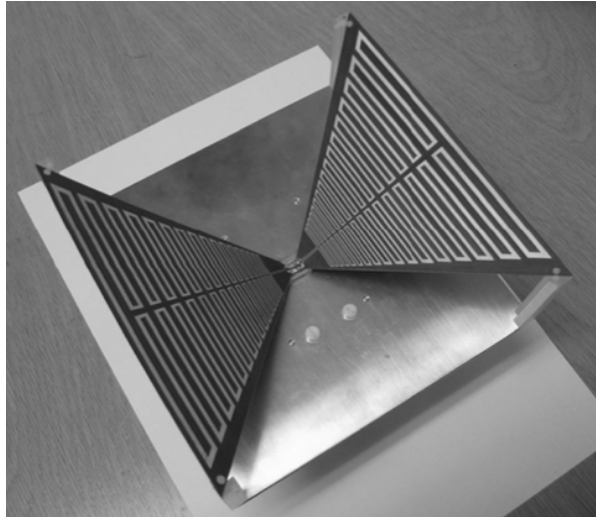


Figura 2.6: Antena Eleven





# Espiral de Dyson

Como se ha descrito en el capítulo 2, y debido a la elección del alimentador 3.1, seguidamente se presenta el modelado de la antena, es decir, los parámetros que la caracterizan, a partir de los estudios realizados por John D. Dyson en la publicación [1], quien realizó muchas medidas de campo y diagramas de radiación, según se variaban sus parámetros.

La figura 3.1 muestra los parámetros que caracterizan a la antena que se ha elegido en el capítulo 1 como alimentador del reflector parabólico del radiotelescopio.

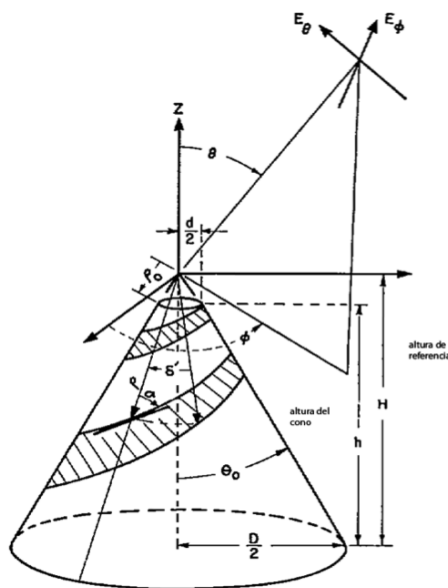


Figura 3.1: Antena bifilar log-espiral cónica en [1] de John D. Dyson.

Dichos parámetros se definen a continuación:

$\theta_0$  es el ángulo de la generatriz, con respecto al eje del cono sobre el que se contruye la antena.

$\alpha$  es el ángulo con el que las espiras descienden desde el vértice hasta la base del cono, con respecto a la generatriz. Cuanto más se aproxime  $\alpha$  a  $90^\circ$ , más apretadas y horizontales serán las espiras.

Por último, nos faltaría por definir el parámetro necesario para que la espiral tenga superficie (no sea un hilo). Dicho contorno viene limitado por dos brazos, donde el parámetro  $\delta$  limita el ancho entre los dos brazos de la espiral.

### 3.1. Diseño del alimentador para la especificación VLBI2010

En el artículo [1] se realiza un estudio de los campos electromagnéticos radiados por una antena cónica espiral logarítmica según se modifican los parámetros del alimentador. Las conclusiones de dicho estudio se resumen en cartas de diseño reproducidas en las figuras 3.2 y 3.4.

La figura 3.2 muestra la relación de valores de ganancia respecto a  $\theta_0$  y  $\alpha$ , obteniéndose  $\theta_0$  y  $\alpha$  a partir de la ganancia requerida.

Como el alimentador debe estar en torno a 9 dBi de directividad, los valores de  $\theta_0$  y  $\alpha$ , son los que se indican en la ecuación (3.1):

$$\begin{cases} \alpha = 85^\circ \\ \theta_0 = 10^\circ \end{cases} \quad (3.1)$$

Podrían haberse escogido valores más bajos de  $\theta_0$ , para alcanzar una mayor directividad, pero el resultado hubiera sido un cono demasiado alto, con mayores dificultades de construcción, por lo que se prefirió escoger el mayor valor de  $\theta_0$ , que permitiese alcanzar la directividad de 9 dBi.

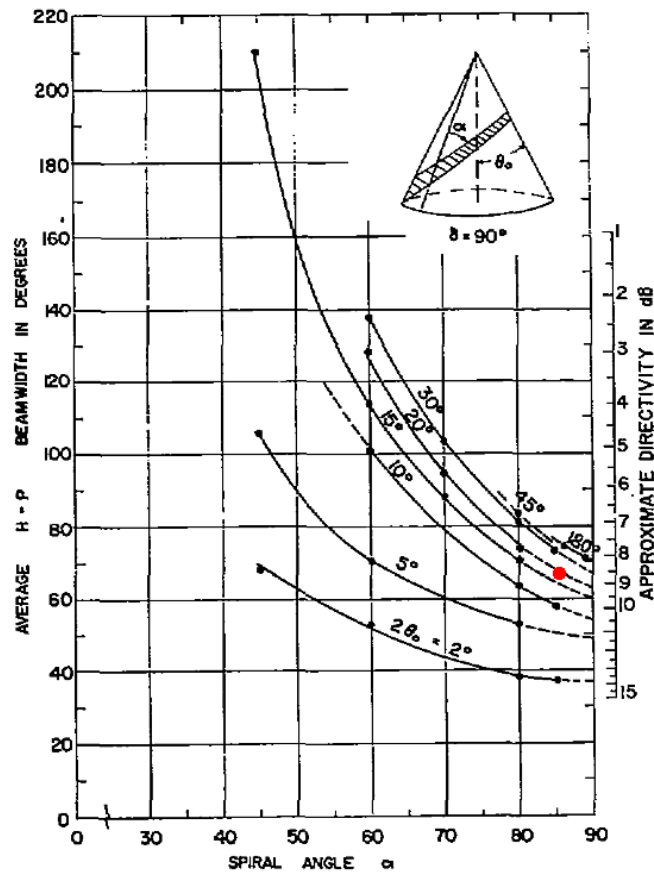


Figura 3.2: Carta de diseño: Ganancia a partir de la relación de un  $\theta_0$  dado para un  $\alpha$

Esta geometría es, por definición, infinita y debe ser truncada. Para ello deberemos conocer la *región activa* de la antena, tanto para la frecuencia máxima como para la frecuencia mínima. El truncamiento de la antena debe respetar ambas zonas, ya que los límites de la región activa restringen, finalmente, el tamaño del cono.

En la figura 3.3 se muestra el cambio de la región activa a medida que varía la frecuencia.

La región activa es la zona donde la corriente que circula por la antena genera los campos radiados. Ésta cambia con la frecuencia. Dyson establece que antes de llegar a la zona activa del alimentador, el comportamiento del campo es guiado, es decir, que se está propagando un modo, pero en el momento en el que se entra en la zona activa, definida en la figura 3.3 como  $RA_i$ , se pierde gradualmente la energía en forma de radiación.

Por tanto, la corriente que circulaba en la guía antes de llegar a la zona activa, cuando llega a la zona final de la misma, definida en dicha figura como  $RA_f$ , ha sido toda radiada. Puesto que en este punto ya no circula corriente, se ha encontrado la sección donde la antena debe ser truncada.

Otra manera de explicarlo es que antes de llegar a la región activa, la constante de propagación es imaginaria pura, con valor  $\gamma = j\beta$ . Sin embargo, cuando se entra en la región activa, la constante de propagación pasa a valer  $\gamma = \alpha + j\beta$ , donde  $\alpha$  representa el ritmo al que la onda va perdiendo energía, en forma de campo radiado.

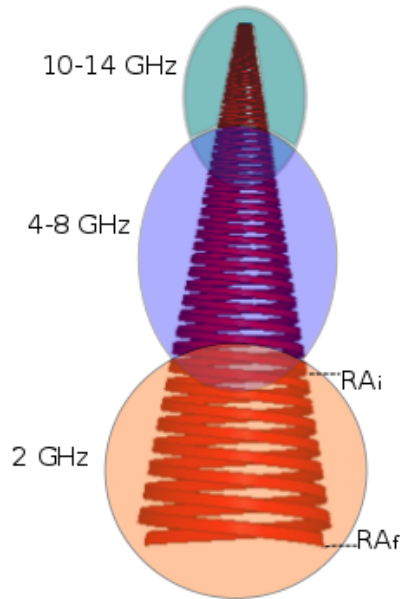


Figura 3.3: Regiones activas de la espiral de Dyson

En nuestro caso particular, a bajas frecuencias la región activa de la antena se sitúa en la zona donde el radio de la espiral es mayor, es decir, en la parte más ancha del cono, mientras que a frecuencias más altas, la región activa se sitúa en zonas donde el radio de la sección truncada de la espiral es menor, acercándose al vértice del cono.

La carta mostrada en la figura 3.4 proporciona los límites de la región activa, a partir de los parámetros  $\alpha$  y  $\theta_0$ . El eje de abscisas define el radio mayor de acotamiento de la espiral y el eje

de ordenadas el radio menor, como se indican en las ecuaciones (3.3) y (3.2), respectivamente.

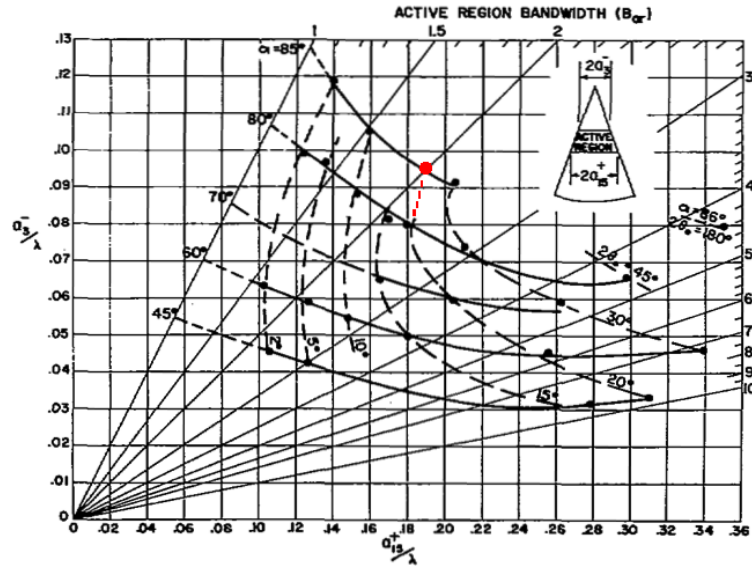


Figura 3.4: Carta de diseño: Obtención de radios de la intersección de  $\theta_0$  y  $\alpha$

Para los valores de  $\alpha$  y  $\theta_0$  elegidos en la ecuación (3.1), el punto rojo que aparece en dicha carta, ofrece la siguiente restricción de valores de comienzo de la región activa a la frecuencia máxima (radio mínimo) y de final de la misma a la frecuencia mínima (radio máximo) en el ancho de banda definido, calculados tal y como se expone en (3.2):

$$\frac{r_{\min}}{\lambda} < 0,095 \Rightarrow r_{\min} < \lambda 0,095 \Rightarrow r_{\min} < \frac{c}{f_{\max}} 0,095 \Rightarrow \boxed{r_{\min} < 2,01 \text{ mm}} \quad (3.2)$$

Por tanto, el radio mínimo  $r_{\min} = 2 \text{ mm}$  se obtiene cuando la longitud de onda  $\lambda$  es lo más pequeña posible, es decir, cuando la frecuencia es máxima  $f_{\max} = 14 \text{ GHz}$ .

Análogamente, el radio máximo se obtiene cuando la longitud de onda  $\lambda$  es máxima; es decir, para una frecuencia  $f_{\min} = 2 \text{ GHz}$ , como refleja la ecuación (3.3):

$$\frac{r_{\max}}{\lambda} > 0,19 \Rightarrow r_{\max} > \lambda 0,19 \Rightarrow r_{\max} > \frac{c}{f_{\min}} 0,19 \Rightarrow \boxed{r_{\max} > 28,5 \text{ mm}} \quad (3.3)$$

por lo que se ha escogido cumpliendo esta restricción que  $r_{\max} = 30 \text{ mm}$ .

Para terminar de caracterizar la espiral, nos faltaría por calcular el valor de  $\delta$ . Para ello, las ecuaciones (3.4) y (3.5) definen los contornos de cada uno de los brazos de la espiral en coordenadas polares:

$$\rho = \rho_0 e^{b\phi} \quad (3.4)$$

$$\rho = \rho_0 e^{(b-\delta\pi)} \quad (3.5)$$

donde  $b$  es un parámetro que se obtiene de la siguiente relación:

$$b = \frac{\sin(\theta_0)}{\tan(\alpha)} \quad (3.6)$$

y  $\phi \in [0, \phi_{\text{máx}}]$  donde  $\phi_{\text{máx}}$  está determinado por el valor de  $r_{\text{máx}}$  en la ecuación (3.3), resultando entonces:

$$\phi_{\text{máx}} = \frac{1}{b} \ln\left(\frac{r_{\text{máx}}}{\rho_0}\right) \quad (3.7)$$

Nótese que la antena que hemos de caracterizar es bifilar, por lo que la otra espiral se ha generado realizando una rotación de la misma de  $180^\circ$ . Para la obtención del valor de  $\delta$ , se ha tenido en cuenta que la antena log-espiral cónica bifilar debe ser auto-complementaria, para poder mantener la característica de independencia en frecuencia. Para conseguir esto, la distancia que separa ambas espirales y el grosor definido por los brazos de la espiral deben coincidir. El valor de  $\delta$  con el que se consigue dicho objetivo es  $\delta = \frac{1}{2}$ . La impedancia esperada de la antena es, por tanto, de aproximadamente  $180 \text{ } [\Omega]$ .

La figura 3.5 muestra una antena bifilar log-espiral cónica (AECL) que tiene los valores de los parámetros que se han impuesto en este capítulo.

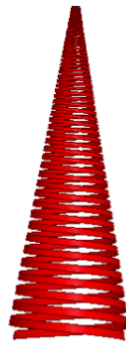


Figura 3.5: Antena log-espiral cónica bifilar



## Capítulo 4

# Análisis

En el presente capítulo se describen las herramientas de desarrollo, que a partir de una geometría dada, en nuestro caso la antena log-espiral cónica caracterizada en el capítulo 3, son capaces de obtener las soluciones de campo lejano. El propósito es, que a partir de dicha simulación, se puedan buscar soluciones que permitan suavizar la variación del centro de fases con la frecuencia.

Para ello, y puesto que no conocemos el valor de la corriente, y por ende, tampoco el del campo eléctrico de la antena escogida, es por lo que tendremos que hacer uso de una herramienta de simulación de campos electromagnéticos a partir de la construcción de la estructura física.

Encontramos varios programas de desarrollo que pueden servirnos para medir el campo radiado por el alimentador, tales como:

- CST (Computer Simulation Technology): Basado en la resolución de las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo.
- FEKO (FELdberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche): Funciona en el dominio de la frecuencia y está basado en un método integral, donde se calculan las corrientes sobre las superficies metálicas del problema, para luego obtener los campos radiados mediante el correspondiente post-proceso. Para su cálculo utiliza el MoM (Method of Moments).
- Ansoft HFSS (High Frequency Structure System): Utiliza el MEF (Método de los elementos finitos) para la búsqueda de las soluciones de la estructura. El MEF es un método numérico general para la aproximación de soluciones de ecuaciones diferenciales parciales, pensado para resolver problemas físicos sobre geometrías completamente generales. Su versatilidad se basa en el mallado que realiza de la geometría del problema.

En el caso que nos ocupa, se ha optado por trabajar con ®Ansoft HFSS, puesto que el grupo de investigación en el que se ha desarrollado este trabajo (GREMA, departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid), cuenta con las licencias oportunas. Asimismo, se mostrará una breve presentación del entorno de desarrollo ®HFSS, con el que ha sido generada y analizada la antena de tipo AECL.

Los diagramas de radiación obtenidos a partir de dicho programa de desarrollo, deben ser procesados con una herramienta de software matemático que sea capaz de manipular matrices y donde se puedan implementar algoritmos, que nos permitan estudiar el comportamiento del centro de fases. El software utilizado será ®MatLab, que es capaz de representar datos y funciones y además el departamento dispone de las licencias necesarias para ejercer su uso.

En el Capítulo 6 se detalla el diagrama de flujo del código  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab, y también una tabla que indicará las correspondientes funciones que han sido necesarias para encontrar una mínima variación del centro de fases.

### 4.1. Funcionamiento de la herramienta de diseño

El software de  $\text{\textcircled{R}}$ Ansoft HFSS es la herramienta con la que se ha analizado la antena de banda ancha, para obtener las soluciones de campo lejano. El análisis electromagnético de estructuras tridimensionales, con carácter general, permite el modelado, simulación, automatización y resolución de problemas complejos con una excelente precisión.

Esta herramienta utiliza el MEF para encontrar las soluciones a las ecuaciones diferenciales del objeto que se ha generado, para lo cual crea un mallado adaptativo de la geometría del problema, de forma que aquellas partes de la geometría más críticas son malladas más finamente. Se obtiene así, una mayor precisión en la solución para unos recursos computacionales dados.

A continuación se explica de manera más detallada cómo se simula un objeto desde que se crea en el entorno de desarrollo.

El proceso de análisis de una estructura consta de las siguientes cuatro fases:

- Creación de la estructura física.
- Incorporación de excitaciones en los debidos puertos.
- Elección de parámetros variables.
- Rango de frecuencia donde va a operar la antena.

Una vez obtenida esta información, el software crea una malla adaptativa que calculará entonces la correspondiente solución. El diagrama de la figura 4.1 muestra a modo ilustrativo las fases que realiza la herramienta, desde que se modela el diseño hasta la fase de post-procesado.

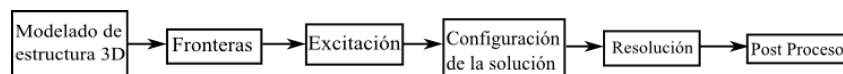


Figura 4.1: Diagrama de estados de  $\text{\textcircled{R}}$ Ansoft HFSS [9]

Una vez vista la manera de proceder del simulador elegido, se muestra el diseño del alimentador y su caracterización. En nuestro cono, el post-proceso que realiza  $\text{\textcircled{R}}$ HFSS, se limita a calcular la radiación en campo lejano para las distintas frecuencias, a partir de la solución electromagnética encontrada. Sobre estos campos radiados, deberá realizarse un nuevo post-proceso que permita estimar el centro de fase de dicha variación. Este cálculo se realizará con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab.



## 4.2. Simulación de la espiral cónico-logarítmica de Dyson

En esta sección se lleva a cabo el diseño de la antena con la herramienta de simulación  $\text{\textcircled{R}}$ Ansoft HFSS. Como ya sabemos, el alimentador elegido para este proyecto es una AECL bifilar, debido a que cumple los conceptos de auto-escalabilidad y auto-complementariedad, necesarios para mantener la propiedad de independencia de la frecuencia. Los parámetros seleccionados para la caracterización del alimentador han sido obtenidos a partir de las cartas de diseño expuestas en las figuras 3.2 y en 3.4 del capítulo 3. En dicho capítulo, se han obtenido los siguientes parámetros para cumplir las especificaciones.

$$\begin{aligned}\theta_0 &= 10^\circ \\ \alpha &= 85^\circ \\ r_{\text{mín}} &= \rho_0 = 2 \text{ mm} \\ r_{\text{máx}} &= 30 \text{ mm} \\ \delta &= \frac{1}{2}\end{aligned}$$

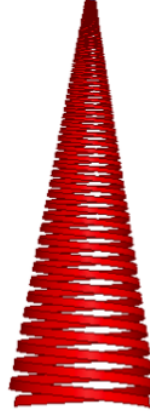


Figura 4.2: Espiral logarítmica generada con  $\text{\textcircled{R}}$ HFSS

## 4.3. Generación y análisis de la estructura

Para generar cada brazo de la espiral, se ha definido un objeto a partir de una ecuación de dos variables, mediante la creación de ecuación tipo "*equation based surface*".

Estas variables son las que siguen, a partir de los parámetros definidos en las ecuaciones del capítulo 3:

$$\begin{cases} \phi \in [0, \frac{1}{b} \ln(\frac{r_{\text{máx}}}{\rho_0})] \\ v \in [0, \delta\pi] \end{cases}$$

y las ecuaciones paramétricas en coordenadas cilíndricas que definen la superficie de la espiral son:

$$\begin{cases} X(\phi, v) = \rho_0 e^{b(\phi-v)} \cos(\phi) \\ Y(\phi, v) = \rho_0 e^{b(\phi-v)} \sin(\phi) \\ Z(\phi, v) = \frac{-\rho_0 e^{b(\phi-v)}}{\tan \theta_0} \end{cases}$$

Con esta parametrización se consiguen dos finalidades:

- El eje del cono coincide con el eje  $z$  y además el cono apunta en las direcciones de  $z$  positivas, con lo que se espera un máximo de radiación en  $\theta = 0$  radianes.

- El vértice del cono sobre el que se construye la antena se sitúa en el origen de coordenadas de  $\textcircled{R}$ HFSS. La fase de los campos radiados devueltos por  $\textcircled{R}$ HFSS estarán referenciados a ese mismo origen de coordenadas, y por tanto, también los centros de fase calculados a partir de ellas, como se verá en los capítulos 5 y 6.

Posteriormente se ha indicado el puerto de excitación del alimentador mediante el tipo "lumped port". Éste se ha podido definir una vez han sido unidos los extremos de radio menor de la espiral monohilo, y se ha fijado un valor de impedancia  $Z_{in}$  de  $180\ \Omega$ , puesto que es el valor esperado en una estructura autocomplementaria como se ha visto en la sección 1.3.1.

Es importante destacar que en  $\textcircled{R}$ HFSS todo volumen no explícitamente definido se asume que es de tipo PEC (Perfect Electric Conductor), o lo que es lo mismo, conductor perfecto. Para simular sistemas radiantes, es preciso rodearlos de un volumen relleno de material "vacuum", como se observa en la figura 4.3 Además hay que indicar a  $\textcircled{R}$ HFSS que en la frontera de este objeto hay que aplicar la condición de contorno ABC (Absorbing Boundary Condition), para evitar que los campos radiados por la antena se reflejen en el PEC que rodea a toda la geometría.

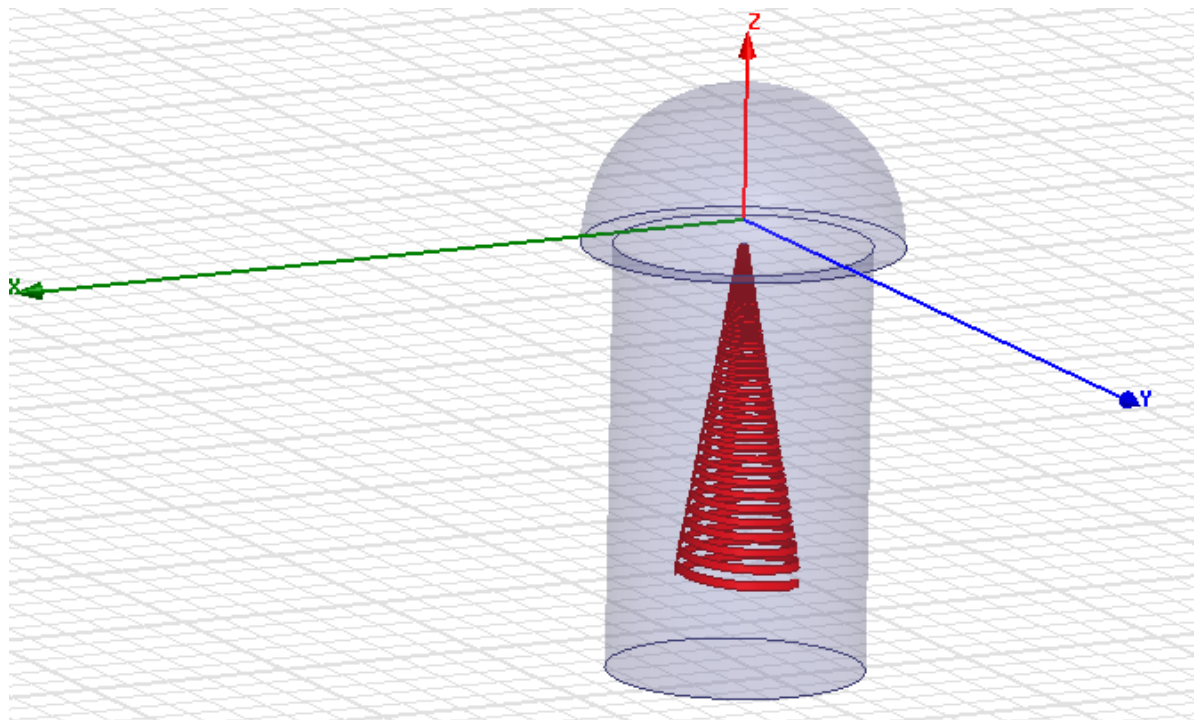


Figura 4.3: Geometría generada con  $\textcircled{R}$ HFSS

Una vez se ha generado este objeto, el siguiente paso es indicar la frecuencia o rango de frecuencias de operación. Para esto, en el campo de "Analysis" se añadirá una solución desde la opción "Add setup solution", donde además se podrá variar el valor máximo de "delta s", parámetro que establece un criterio de parada en el proceso de generación de la malla adaptativa.

Cuanto más pequeño sea este valor, más fina será la malla final, lo que supone una mayor precisión de la solución calculada, pero a cambio de un mayor coste computacional.

Para definir la operación de post-proceso que calcula los campos radiados, nótese que vamos a medir en campo lejano, se tendrá que indicar en la herramienta, accediendo en "*radiation*" a "*insert far field setup*", creando un tipo de esfera "*infinite sphere*", donde se definirá el rango que abarcarán los ángulos azimutal  $\phi$  y polar  $\theta$ .

Por último, se compila con "*Validate*" y se simula la estructura con "*Analysis all*".

#### 4.3.1. Principales características de la antena

Se muestra en la tabla 4.1 las principales características de la antena que ha sido diseñada:

<b>Frecuencia de operación</b>	2 – 14 GHz.
<b>Polarización</b>	Circular a derechas.
<b>Directividad</b>	$\simeq 10$ dB.
<b>Impedancia característica <math>Z_{in}</math></b>	180 ohmios [ $\Omega$ ].
<b>Zona más radiante</b>	$\forall \theta \in [-50^\circ, 50^\circ]$
<b>Dirección de apuntamiento</b>	Tipo pincel, con máximo en $\theta = 0^\circ$ .

Cuadro 4.1: Características principales de la AECL bifilar

La figura 4.4 muestra los diagramas de radiación en forma polar en los dos planos principales, medidos a todas las frecuencias a la que la antena puede funcionar.

La figura 4.5 muestra la ganancia de la AECL, obtenida post-proceso, a partir de las simulaciones realizadas con  $\textcircled{R}$ HFSS. Se incluyen los resultados medidos en los dos planos principales, para todo el rango de frecuencias definido.

Por último, se incluye en la figura 4.6 la impedancia de entrada, medida a todas las frecuencias de funcionamiento de nuestra antena.

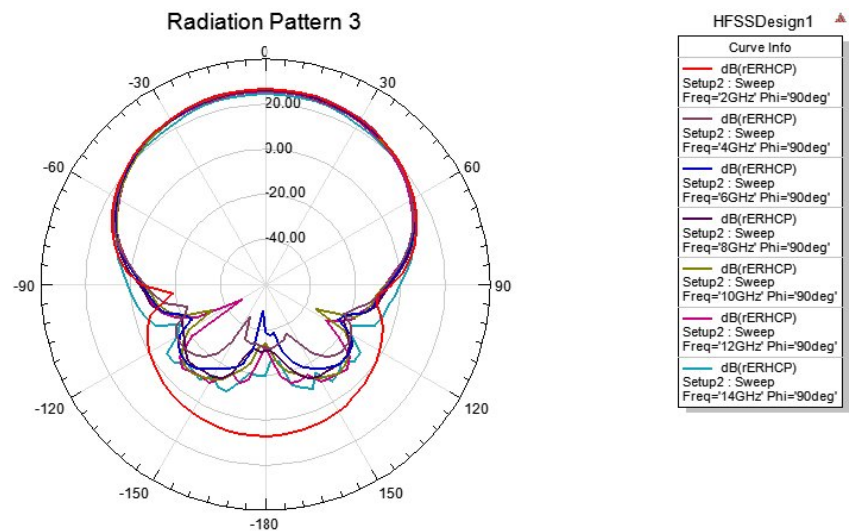
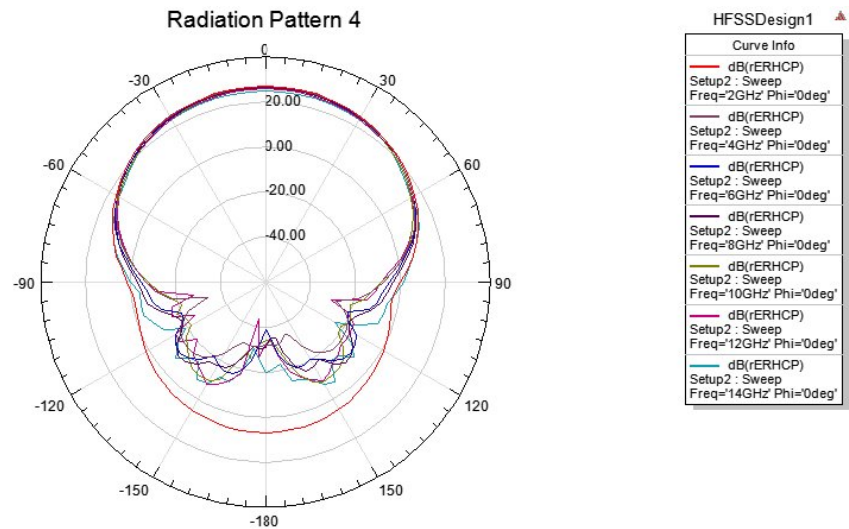
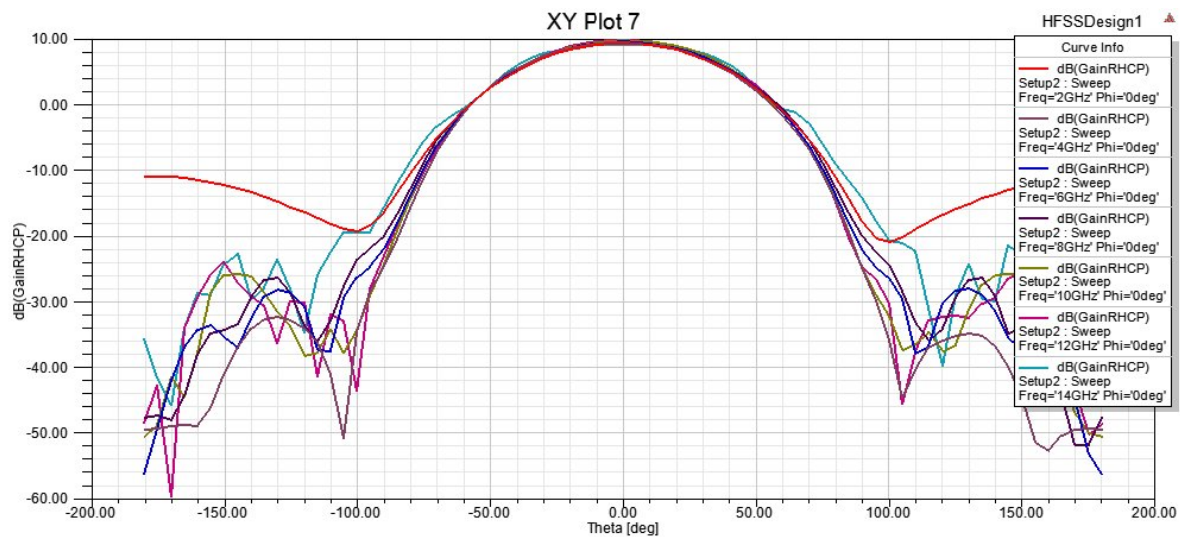
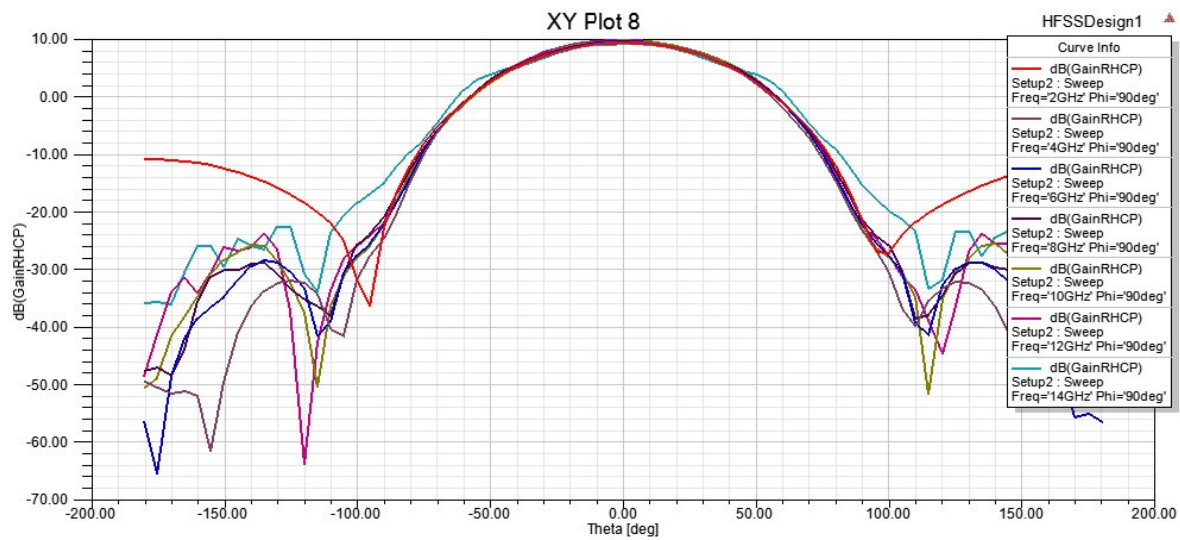


Figura 4.4: Diagramas de radiación en los dos planos principales



(a) Plano XZ



(b) Plano YZ

Figura 4.5: Ganancia en los dos planos principales

La ganancia medida de la figura 4.5, a todas las frecuencias, es de aproximadamente 10 dB. Debido a que no se producen pérdidas por el medio, únicamente por radiación de la antena, la ganancia coincide con la directividad, porque  $G \leq D$ , donde  $G$  es la ganancia y  $D$  la directividad, por lo que  $G \simeq 10$  dB también.

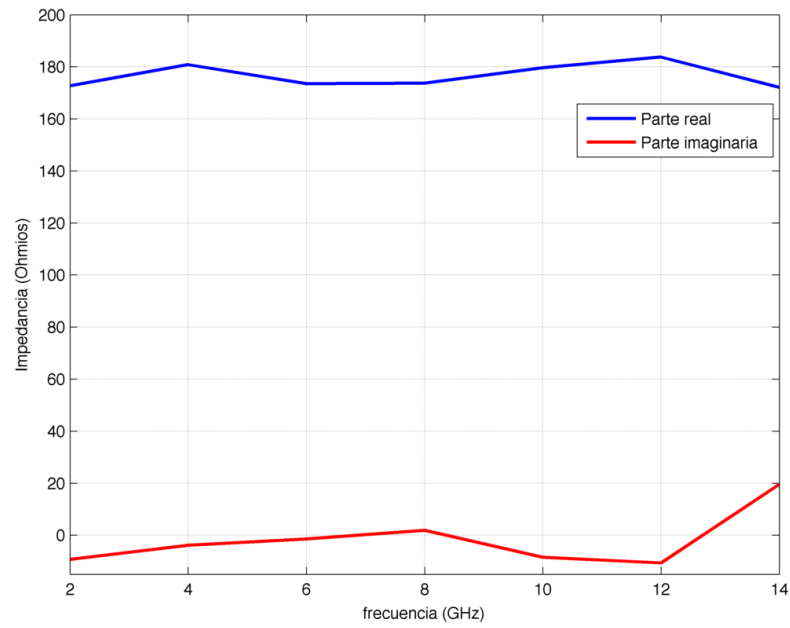


Figura 4.6: Impedancia de entrada a todas las frecuencias

La impedancia se mantiene muy constante en torno a  $180 \Omega$  para la frecuencia de trabajo definida en nuestra antena.

## Capítulo 5

# Cálculo de la posición del centro de fases

### 5.1. Fase del campo radiado tras un desplazamiento del sistema de coordenadas

En este capítulo se explica cómo se desplaza la posición del centro de fases, a partir de una ecuación general de campo, tal y como se indica en la ecuación (5.1).

$$\vec{E} = E_{co}\hat{u}_{co} + E_{xp}\hat{u}_{xp} \quad (5.1)$$

con lo que quedándonos sólo con la componente copolar, puesto que la componente contrapolar es prácticamente despreciable, podemos definir la ecuación de campo (5.2):

$$E_u = F_u(\theta, \phi) e^{j\varphi(\theta, \phi)} \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \quad (5.2)$$

$F_u(\theta, \phi)$  representa el patrón de amplitud del campo eléctrico,  $\varphi(\theta, \phi)$  representa la fase relativa del campo radiado y  $k$  es el número de onda. El valor de este parámetro es  $k = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda}$ , donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética en el vacío,  $\epsilon_0$  es la permitividad eléctrica en el vacío y  $\omega$  es la frecuencia angular.

La figura 5.1 ilustra el movimiento del punto de referencia en campo cercano.

A partir de dicha figura, la ecuación (5.2) de campo, se puede expresar para las observaciones realizadas para los vectores  $\vec{r}$  y  $\vec{r}'$ , como se indica en las ecuaciones (5.3) y (5.4), respectivamente.

$$E_u(\vec{r}) = F(\theta, \phi) e^{j\varphi(\theta, \phi)} \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{|\vec{r}|} \quad (5.3)$$

por lo que el campo medido en  $\vec{r}'$  será:

$$E'_u(\vec{r}') = F'(\theta', \phi') e^{j\varphi'(\theta', \phi')} \frac{e^{-jk|\vec{r}'|}}{|\vec{r}'|} \quad (5.4)$$

Si  $\vec{r}' + O\vec{O}' = \vec{r}$ , entonces el campo observado ha de ser el mismo, como se indica en la ecuación (5.5):

$$E_u(\vec{r}) = E'_u(\vec{r}') \quad (5.5)$$

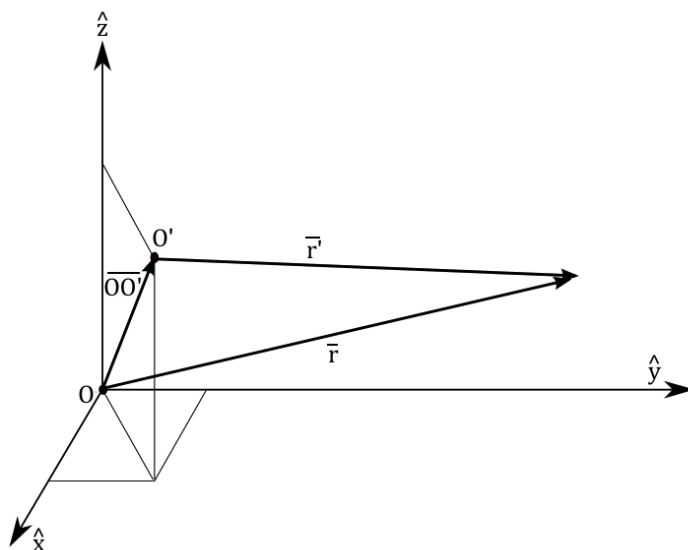


Figura 5.1: Movimiento del punto de referencia en campo cercano

y por tanto, la relación entre las amplitudes de los campos medidos en  $O$  y en  $O'$  es como se muestra en la ecuación (5.6):

$$\frac{F(\theta, \phi)}{|r|} = \frac{F'(\theta', \phi')}{|r'|} \quad (5.6)$$

Asímismo, la relación de las fases medidas en el origen de coordenadas y en el punto desplazado respecto al origen de coordenadas, son como se exponen en la ecuación (5.7):

$$\varphi(\theta, \phi) + k|\vec{r}| = \varphi'(\theta', \phi') + k|\vec{r}'| \quad (5.7)$$

Si  $|r| \gg O\vec{O}'$ , es decir, si el punto de observación del campo está muy lejos de la antena (condiciones de campo lejano), entonces  $\vec{r}'$  y  $\vec{r}$  se pueden considerar paralelas, y la geometría de la figura 5.1 se simplifica en la de la figura 5.2. En este caso, se puede hacer la siguiente igualación:

$$\begin{cases} \theta = \theta' \\ \phi = \phi' \end{cases} \quad (5.8)$$

y donde la distancia  $d$  en la figura 5.2, es la proyección  $O\vec{O}'$  sobre  $\vec{r}$ , que puede ser calculada multiplicando escalarmente este vector por el vector unitario  $\hat{r}$ , siendo  $d = O\vec{O}' \cdot \hat{r}$ .

A la vista de la ecuación (5.6), donde se igualan ambas amplitudes, se puede asumir que:

$$|\vec{r}| \simeq |\vec{r}'| \quad (5.9)$$

Por tanto, el diagrama de radiación en amplitud medido en  $O$  no varía, respecto al medido en el punto  $O'$ ; por lo que esta ecuación no se usa.

Sin embargo, como buscamos que se cumpla la relación de fases de la ecuación (5.7), no podemos asumir la igualación de la ecuación (5.9), debido al carácter periódico de la función de propagación, con lo que para la figura 5.2, resulta la ecuación (5.10):

$$|\vec{r}'| = |\vec{r}| - d = |\vec{r}| - O\vec{O}' \cdot \hat{r} \quad (5.10)$$



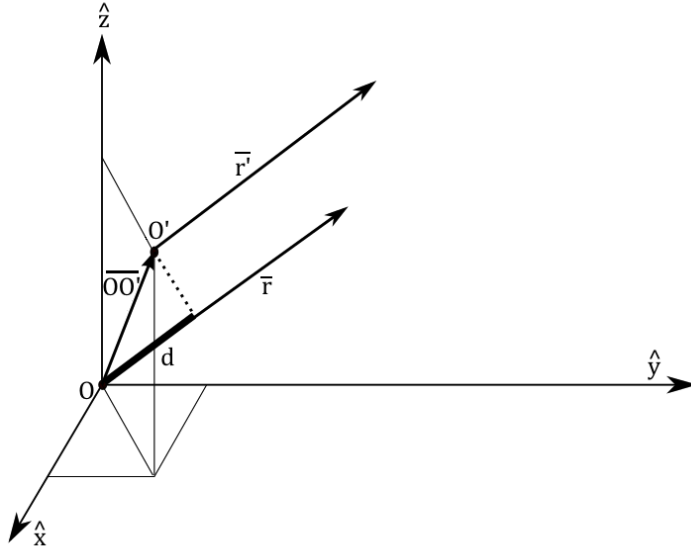


Figura 5.2: Movimiento del punto de referencia en campo lejano

Por tanto, la expresión (5.4) del campo cambia a la que se muestra en (5.11):

$$E'_u(\vec{r}') = F'(\theta, \phi) e^{j\varphi'(\theta, \phi)} \frac{e^{-jk|\vec{r}'|} e^{jkd}}{|\vec{r}'|} = F'(\theta, \phi) e^{j\varphi'(\theta, \phi)} \frac{e^{-jk|\vec{r}'|} e^{jk \vec{OO}' \cdot \hat{r}}}{|\vec{r}'|} \quad (5.11)$$

Si comparamos ahora las ecuaciones (5.3) y (5.11), identificamos los siguientes términos:

$$F(\theta, \phi) = F'(\theta, \phi) \quad (5.12)$$

$$\varphi'(\theta, \phi) = \varphi(\theta, \phi) - k \vec{OO}' \cdot \hat{r} \quad (5.13)$$

La ecuación (5.12) representa la relación entre las amplitudes en los puntos  $O$  y  $O'$ , pero para nuestro caso es irrelevante porque no afecta al diagrama de radiación este desplazamiento del origen de coordenadas.

Pero en la ecuación (5.13), donde hemos obligado a que  $\varphi'(\theta, \phi)$  sea la fase de un radiador ideal, la fase medida en el origen de coordenadas sí se ve modificada respecto a la fase medida en  $O'$ . Por lo tanto, extendiendo la ecuación a (5.14), podremos ver cómo se comporta la fase en el punto  $O$ .

En la ecuación (5.13),  $\vec{OO}'$  tiene el valor  $\vec{OO}' = \Delta x \hat{x} + \Delta y \hat{y} + \Delta z \hat{z}$  y donde el vector unitario  $\hat{r} = \sin(\theta) \cos(\phi) \hat{x} + \sin(\theta) \sin(\phi) \hat{y} + \cos(\theta) \hat{z}$ , con lo que multiplicándose escalarmente y sustituyendo en (5.13) se obtiene:

$$\varphi'(\theta, \phi) = \varphi(\theta, \phi) - k(\Delta x \sin(\theta) \cos(\phi) + \Delta y \sin(\theta) \sin(\phi) + \Delta z \cos(\theta)) \quad (5.14)$$

La ecuación (5.14) muestra que la fase del campo radiado  $\varphi(\theta, \phi)$  cambia al desplazar el origen de coordenadas.  $\varphi(\theta, \phi)$  es la fase cuando el punto de referencia se sitúa en el origen de coordenadas. Este parámetro es el campo devuelto por el entorno de desarrollo  $\text{\textcircled{R}}HFSS$ .

$\varphi'(\theta, \phi)$  debe ser aproximadamente constante, puesto que el radiador en el punto  $O'$  se debe comportar como un radiador ideal, reescribiéndose como  $\varphi'$ .

Las incógnitas  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  son las variaciones que sufre el centro de fase medidas en  $O$ , respecto al punto de referencia  $O'$ .

Nótese que debido a que el cálculo de la variación del centro de fases con la frecuencia, se realiza únicamente en los dos planos principales, será imposible la medición simultánea en los ejes  $x$  e  $y$ , obteniéndose resultados de  $\Delta x$  y  $\Delta z$  en el plano XZ, y de  $\Delta y$  y  $\Delta z$  en el plano YZ; resultados estimados del comportamiento del centro de fases en el ancho de banda especificado.

Puesto que el cálculo de la fase es medido únicamente en los planos principales, entonces la ecuación (5.14) se puede reescribir por la ecuación (5.15):

$$\varphi' = \varphi(\theta) - k(\Delta t \sin(\theta) + \Delta z \cos(\theta)) \quad (5.15)$$

donde  $\Delta t$  determina el valor de  $\Delta x$  o  $\Delta y$  según se observe desde el plano XZ o YZ, respectivamente.

En este punto se puede determinar el centro de fases según la ecuación (5.16):

$$\varphi(\theta) = \varphi' + k(\Delta t \sin(\theta) + \Delta z \cos(\theta)) \quad (5.16)$$

## 5.2. Cálculo del centro de fase

A partir de la ecuación (5.16), la cual tiene tres incógnitas,  $\varphi'$ ,  $\Delta t$  y  $\Delta z$ , se opta por un sistema de tres ecuaciones linealmente dependientes del tipo compatible determinado; por contar con una única solución.

En este sistema se varía la fase de la componente copolar de campo  $\vec{E}_\theta$  en todo el rango en el que es definido el ángulo  $\theta$ . De esta manera, se puede estimar el desplazamiento que sufre el centro de fases respecto a los puntos de fase constante si el campo generado fuera completamente esférico.

El sistema de ecuaciones es el que se muestra seguidamente:

$$\varphi_1 = \varphi' + k(\Delta t \sin(\theta_1) + \Delta z \cos(\theta_1)) \quad (5.17)$$

$$\varphi_2 = \varphi' + k(\Delta t \sin(\theta_2) + \Delta z \cos(\theta_2)) \quad (5.18)$$

$$\varphi_3 = \varphi' + k(\Delta t \sin(\theta_3) + \Delta z \cos(\theta_3)) \quad (5.19)$$

Despejando (5.17) se tiene que:

$$\varphi' = \varphi_1 - k(\Delta t \sin(\theta_1) + \Delta z \cos(\theta_1)) \quad (5.20)$$

Sustituyendo (5.20) en la ecuación (5.18):

$$\varphi_2 = k(\Delta t \sin(\theta_2) + \Delta z \cos(\theta_2)) + \varphi_1 - k(\Delta t \sin(\theta_1) + \Delta z \cos(\theta_1)) \quad (5.21)$$

con lo que despejando (5.21) se obtiene:

$$\varphi_2 - \varphi_1 = k[\Delta t(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) + \Delta z(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1))] \quad (5.22)$$

Desarrollando un poco más la ecuación (5.22) se obtiene la expresión (5.23):

$$\varphi_2 - \varphi_1 - [\Delta z(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1))k] = k\Delta t(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \quad (5.23)$$

De manera similar a como se hizo en la ecuación (5.21) sustituimos (5.20) en (5.19):

$$\varphi_3 = k(\Delta t \sin(\theta_3) + \Delta z \cos(\theta_3)) + \varphi_1 - k(\Delta t \sin(\theta_1) + \Delta z \cos(\theta_1)) \quad (5.24)$$

con lo que resulta la expresión (5.25):

$$\varphi_3 - \varphi_1 = k[\Delta t(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1)) + \Delta z(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))] \quad (5.25)$$

Se despeja  $\Delta z$  en función de  $\Delta t$  en la ecuación (5.25):

dando como resultado:

$$\Delta z = \frac{\varphi_3 - \varphi_1 - k[\Delta t(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))]}{k(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))} \quad (5.26)$$

Se sustituye (5.26) en la ecuación (5.23) para obtener  $\Delta t$ :

$$\varphi_2 - \varphi_1 - \frac{\varphi_3 - \varphi_1 - k\Delta t(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))}{k(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))}(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1))k = k\Delta t(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) \quad (5.27)$$

Desarrollando esta expresión se obtiene finalmente el valor de  $\Delta t$ :

$$\Delta t = \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)k(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1)) - [(\varphi_3 - \varphi_1)k(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1))]}{k^2(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1)) - k^2(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1))} \quad (5.28)$$

donde  $\Delta t$  es la variación del centro de fases en el eje  $x$  si se coloca un observador en el plano XZ, o en el eje  $y$  si se está observando desde el plano YZ.

De manera similar se obtiene  $\Delta z$ .

Se despeja entonces el valor de  $\Delta t$  que depende de  $\Delta z$  en (5.25):

$$\Delta t = \frac{\varphi_3 - \varphi_1 - k[\Delta z(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))]}{k(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))} \quad (5.29)$$

Posteriormente se sustituye la ecuación (5.29) en la ecuación (5.22), con lo que resulta:

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \frac{\varphi_3 - \varphi_1 - k\Delta z(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))}{k(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))}(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))k + k\Delta t(\cos(\theta_2) - \cos(\theta_1)) \quad (5.30)$$

Al igual que para  $\Delta t$ , se indica directamente la expresión final de  $\Delta z$  después de haber sido desarrollada la expresión (5.30).

$$\Delta z = \frac{(\varphi_2 - \varphi_1)(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1)) - [(\varphi_3 - \varphi_1)(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1))]}{k[-(\cos(\theta_3) - \cos(\theta_1))(\sin(\theta_2) - \sin(\theta_1)) + (\cos(\theta_2) - (\cos(\theta_1)))(\sin(\theta_3) - \sin(\theta_1))]} \quad (5.31)$$

$\Delta z$  indica la variación del centro de fases en el eje  $z$ .

Además del método usado para de estimar el centro de fases, otra opción hubiera sido determinarlo utilizando más ángulos  $\theta_i$ , con un sistema de ecuaciones lineales similar al propuesto, que tuviera el mismo número de incógnitas pero con mayor número de ecuaciones  $N \geq 3$ .

En general, dicho sistema sería incompatible, con la salvedad de tener un diagrama de radiación con frentes de onda perfectamente esféricos. Como no es el caso, habría que aplicar el método de mínimos cuadrados, que es una técnica que dado un conjunto de variables dependientes, independientes y una familia de funciones, busca una función continua que mejor se aproxime a los datos, de acuerdo con el criterio de mínimo error cuadrático.

Puesto que ya contamos con las soluciones de campo medidas en campo lejano, generadas con  $\text{\textcircled{R}}\text{Ansoft HFSS}$ , y también con un sistema de ecuaciones, para obtener principalmente las variaciones sufridas por  $\Delta t$  y  $\Delta z$ , lo siguiente será implementar una función en código  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$  que estime el centro de fases.

En el capítulo 6 se incluye, en la sección 6.2, el diagrama de flujo que ha definido la estructura necesaria para evaluar y minimizar las diversas configuraciones que serán propuestas en dicho capítulo. Dichas configuraciones han sido evaluadas a partir de un programa  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ , y las funciones que lo forman están explicadas en la sección 6.3 del mismo capítulo.

En el presente capítulo, sólo se incluye la evaluación de la variación del centro de fases con la frecuencia, para una sola antena.

### 5.3. Análisis de los centros de fase para una sola antena

Esta sección incluye la estimación de los centros de fases en dos posibles casos: el primero de ellos donde la dirección de apuntamiento es *broadside* ( $\theta = 0$  radianes), y el segundo cuando se realiza una rotación del alimentador, modificando su máximo de radiación.

El primer caso está evaluado tal y como se ha dispuesto la AECL en el espacio con  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ , vista en la figura 5.3.

Para el segundo caso, haciendo uso del software  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ , se ha implementado una función que sea capaz de rotar la antena, como se verá en la sección 6.3 del capítulo 6, a partir de los campos electromagnéticos que se han simulado en campo lejano con  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ , para el sistema de coordenadas definido en la figura 5.9. Debido a esto, se espera un cambio en la dirección de apuntamiento del diagrama de radiación.

Nótese que se ha optado por buscar soluciones donde la antena propuesta sufra rotaciones, porque en el capítulo 6, cuando se expongan algunas configuraciones en array, se consigue mantener la independencia del diagrama de radiación e impedancia de entrada con respecto a la frecuencia, obteniendo así un diagrama de tipo pincel.

En cuanto a la determinación de las medidas, en los casos presentados en el presente capítulo y en el capítulo 6, la variación del centro de fases se ha calculado en metros. Se añade como complemento, para las variaciones producidas en el eje  $z$ , su valor en longitudes de onda, ya que dichas variaciones son las que afectan notablemente a la posición del centro de fases. Esto es debido a que la antena ha sido situada en el espacio, como se ve en la figura 5.3, apuntando en la dirección del eje  $z$ , por lo que el auto-escalado de la misma, se producirá a lo largo de ese mismo eje, variando con la frecuencia, la región activa de la antena.

Por tanto, la estimación del centro de fases en los ejes  $x$  e  $y$ , resulta prácticamente insensible a las variaciones con la frecuencia.

A pesar de ello, se incluyen también los desplazamiento sufridos por el centro de fases en estos dos ejes.

Por último, añadir que las estimaciones realizadas, han sido obtenidas en el máximo del diagrama de radiación ( $\theta = 0$  radianes).

### 5.3.1. Antena con dirección de apuntamiento $\theta = 0$ radianes

La figura 5.3 muestra la disposición de la antena en el espacio, donde P es el origen del sistema de coordenadas (vértice del cono) donde se han realizado las debidas estimaciones.

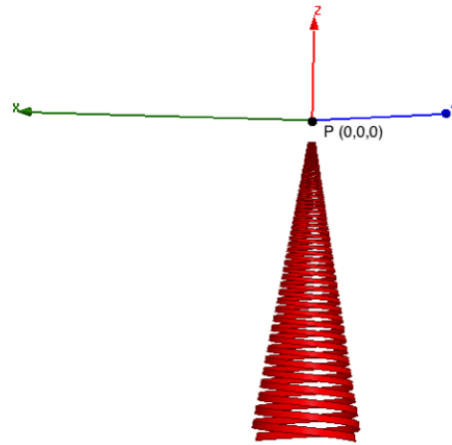


Figura 5.3: Antena bifilar logarítmica cónica de Dyson generada con  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$

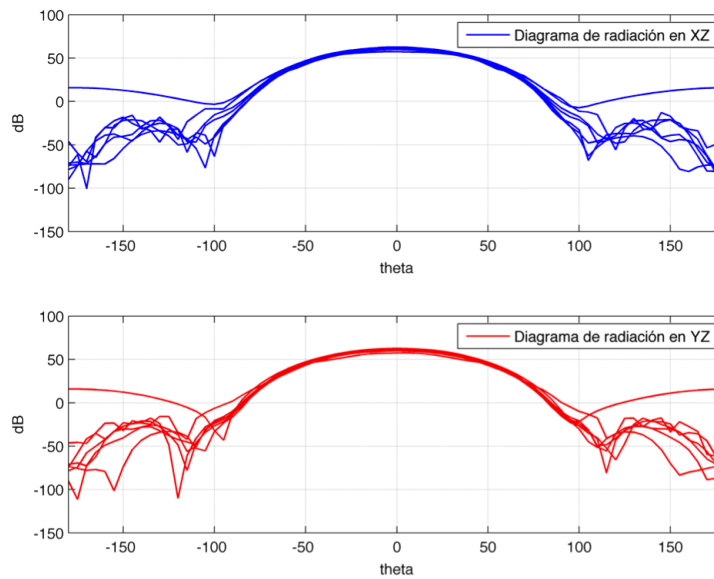


Figura 5.4: Diagrama de radiación generado con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$

La figura 5.4 presenta los diagramas de radiación en toda la banda en los dos planos principales. Como se puede apreciar, al ser una antena independiente de la frecuencia, su diagrama de radiación permanece constante a todas las frecuencias.

Además, si comparamos los resultados de los diagramas en los planos XZ e YZ son muy similares, pero no *idénticos*. Esto sucede porque si colocamos un observador desde uno de los planos y otro observador, en el otro plano, se tiene una imagen parecida de la antena, pero *no igual*, puesto que los truncamientos realizados nunca permitirán vistas iguales desde ambos planos. Recordemos que estos dos planos están desfasados  $90^\circ$ , y que la antena no es físicamente

igual en todos los puntos de la dirección del ángulo azimutal  $\phi$ , como se puede ver en la figura 5.5.

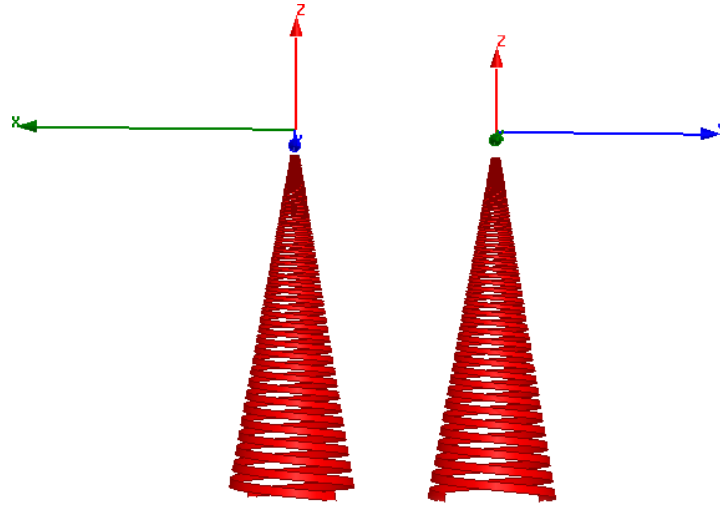


Figura 5.5: Antenas de tipo AECL en los dos planos principales generadas ®Ansoft HFSS

También se puede observar que la zona más fuerte del diagrama de radiación está entre  $-50^\circ$  y  $+50^\circ$ , con máximo en  $\theta = 0$  radianes, cuyo valor aproximado es de 55 dB.

### Desplazamiento en los ejes $x$ e $y$ para los dos planos principales

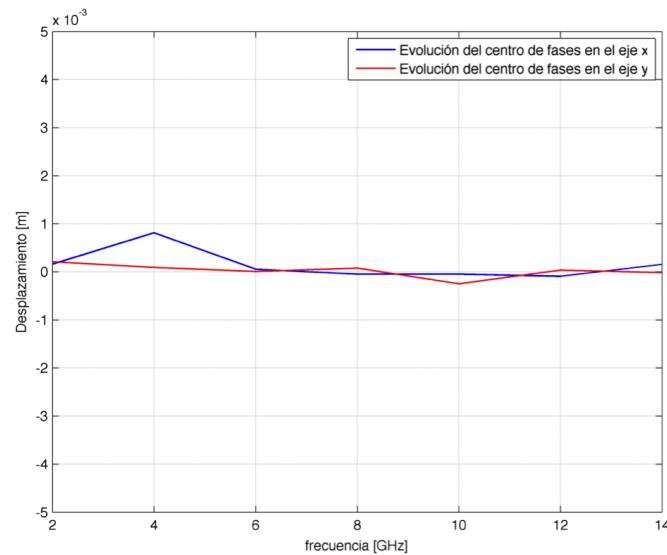
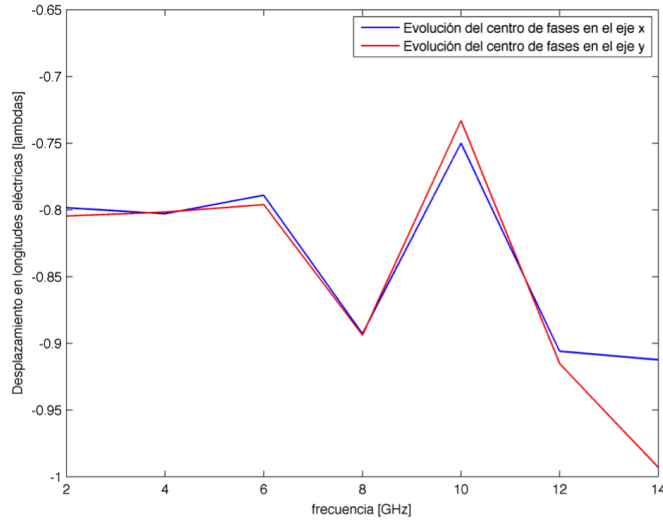
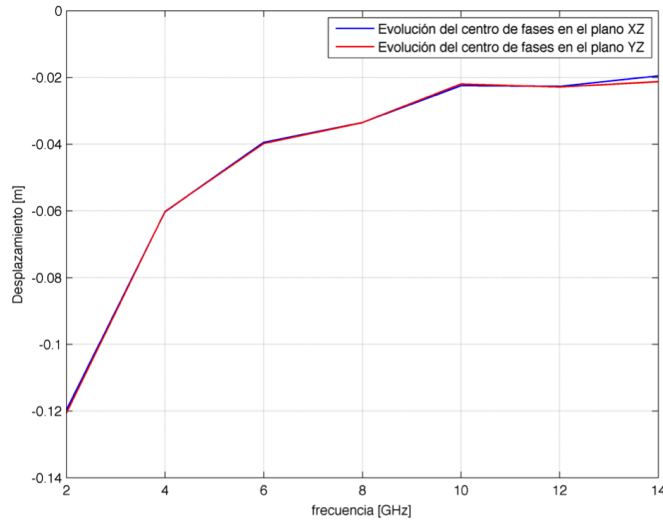


Figura 5.6: Variación de los centros de fase generado con ®MatLab

La gráfica 5.6 muestra, como se advirtió para este tipo de antena, una despreciable variación del centro de fases en los ejes  $x$  e  $y$ . Se recuerda que esto sucede porque la antena, a medida que varía la frecuencia, se auto-escala modificando su región activa a lo largo del eje  $z$ . Además, como no se observa la misma parte de la antena desde cada uno de los dos planos, es coherente que los resultados no sean estrictamente iguales.

Variación del centro de fases en  $z$ Figura 5.7: Variación de los centros de fase en  $[\lambda]$  generada con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ 

Lo primero que comprobamos es que el valor obtenido del centro de fases es prácticamente constante a todas las frecuencias. Esto es bueno y además es coherente cuando el alimentador es auto-escalable. La medición de este valor ha sido evaluada en el máximo de radiación, para cada uno de los planos principales. De manera esclarecedora se muestra también esta variación en longitudes físicas.

Figura 5.8: Variación de los centros de fase generado con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ 

Se puede ver que para la zona más baja de la banda, nuestra antena ha sufrido un desplazamiento de 12 cm en la dirección negativa del eje  $z$ , mientras que para la zona más alta sólo ha sido de 2 cm. Esto significa que, como se explicó en el capítulo 3, la región activa del alimentador a baja frecuencia se encuentra en la zona donde el radio de la espira es mayor. Análogamente para el caso de frecuencia mayor, la región activa se encuentra en la zona de la antena donde la espira tiene el radio menor.

Nótese que el desplazamiento estimado para 14 GHz es grande porque el origen de coordenadas se ha situado en el vértice del cono que formaría la espiral, y no en la sección truncada de radio menor, como se puede ver en la figura 5.3.

### 5.3.2. Antena rotada 12°

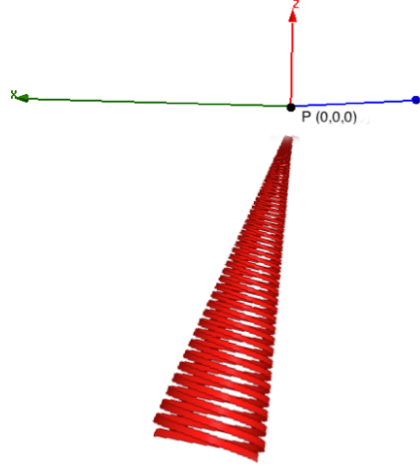


Figura 5.9: Antena inclinada 12° generada con ®HFSS

Como se explicó en la sección 5.3 del presente capítulo, se han realizado pruebas con diferentes rotaciones para una sola antena. Esto ha sido así, porque para diferentes versiones de configuraciones en array, como las que se muestran en el capítulo 6, se consigue mantener la característica de independencia de la frecuencia, la cual se pierde cuando las antenas se distancian.

Aún sabiendo que con una sola antena, no se puede conseguir estabilizar la variación del centro fases y además minimizarla lo máximo posible, se incluyen los resultados para una antena rotada.

La estimación del centro de fases se ha hecho con una rotación de +12° sobre el eje  $x$  como indica la figura 5.9. A priori, esta variación sólo puede modificar los valores que dependan del plano XZ, porque no hay modificación alguna en el eje  $y$ , siendo los resultados idénticos en el plano YZ como en 5.3.1.

### Diagrama de radiación

Como se puede observar para el plano XZ, el diagrama de radiación ha sufrido una variación de la posición de los valores del ángulo  $\theta$ , produciéndose en dicho diagrama un desfase de 12°, variando su máximo a dicho valor.

Este cambio de dirección se explica mediante la ecuación (5.32):

$$rE(\theta', \phi') = rE(\theta - \Delta\theta, \phi) \quad (5.32)$$

El valor de  $\theta'$  es por tanto, el mismo valor de  $\theta$  con un offset  $\Delta\theta$ , que varía el apuntamiento del diagrama de radiación del alimentador. Como se ha cambiado el máximo de radiación, el



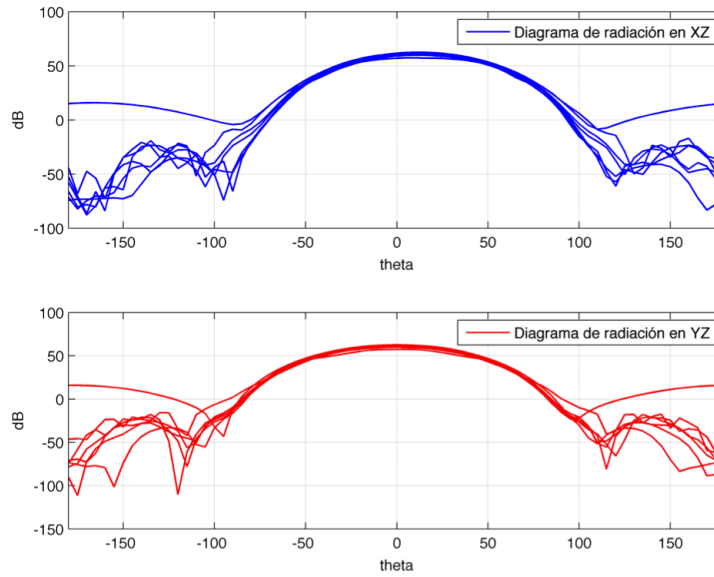


Figura 5.10: Diagrama de radiación con antena inclinada  $12^\circ$  generado con ®MatLab

diagrama de radiación apuntará, en vez de a la dirección de  $\theta = 0$  radianes, a  $\Delta\theta$  en el plano donde fue rotado.

Por consiguiente, la zona más fuerte del diagrama también se ha visto modificada, con lo que el centro de fases también habrá variado.

### Desplazamiento en los ejes $x$ e $y$ para los dos planos principales

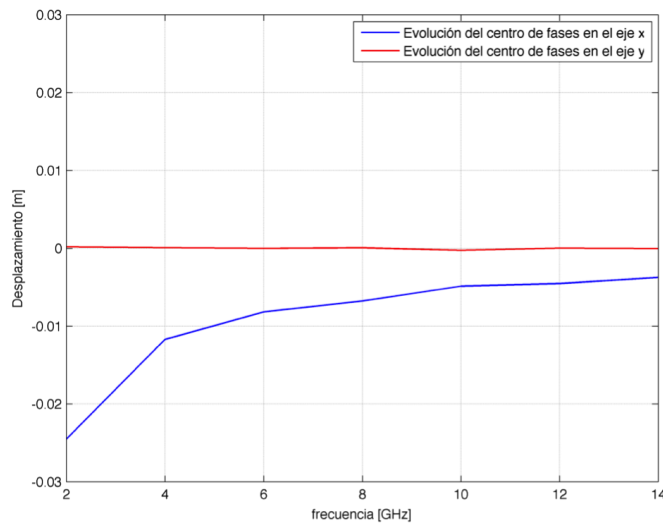
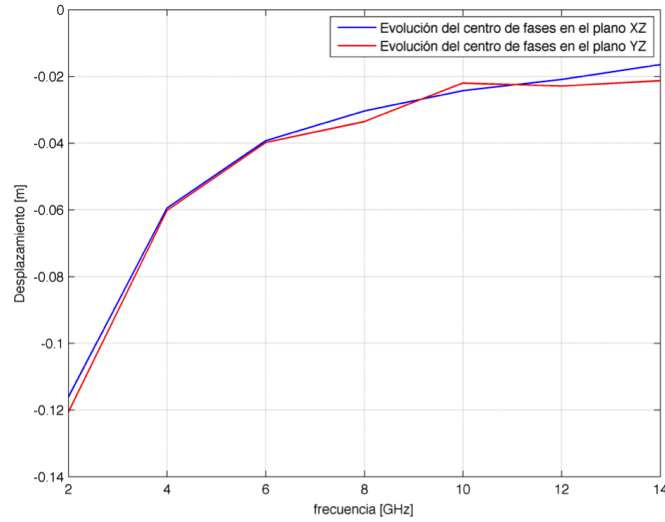


Figura 5.11: Variación de los centros de fase generado con ®MatLab

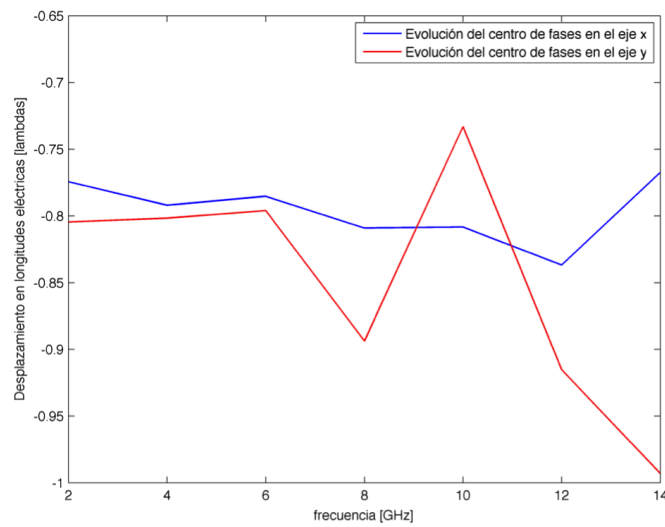
Como vemos en la figura 5.11 el centro de fases en el eje  $x$  se ha distanciado aún más que en la figura 5.6. Esto tiene sentido, puesto que si antes sin rotar, para el mismo sistema de coordenadas, se obtenía una variación en el eje  $x$  despreciable, en el caso que nos ocupa, con la antena rotada  $12^\circ$ , los diferentes centros de fase medidos a distintas frecuencias, habrán sufrido un cambio más brusco.

Por último se debe destacar que en el eje  $x$  hay una variación entre el principio y el final de la banda de aproximadamente 2 cm.

### Variación del centro de fases en $z$



(a) Variación en metros



(b) Variación en  $\lambda$

Figura 5.12: Variación del centro de fases generada con ®MatLab

En cuanto a los resultados de la figura 5.12 en la sub-figura (a) para el plano XZ, el centro de fases ha cambiado, obteniendo unos valores más constantes que en el caso 5.3.1. Sin embargo, la variación en toda la banda sigue siendo de aproximadamente de 10 cm, aunque la variación del centro de fases se ha suavizado.

La sub-figura (b) de la figura 5.12 sólo indica la estimación del centro de fases en el plano XZ en longitudes de onda. El centro de fases se mantiene más estable al cambiar de frecuencia, y como ya sabemos, en el plano YZ los resultados no pueden variar.

## Capítulo 6

# Variación del centro de fase en arrays de espirales cónicas

En este capítulo se muestran los resultados de la estimación del centro de fases de algunas configuraciones en array, a partir de las variaciones obtenidas en el capítulo 5, para una sola antena.

Estas configuraciones han sido determinadas, de manera que se pueda solventar nuestro problema, para lograr que el comportamiento del alimentador final sea el de un radiador lo más ideal posible.

### 6.1. Análisis de los centros de fase de configuraciones en array y solución final

Puesto que han sido realizadas las pruebas pertinentes con una sola antena en capítulo 5, el presente capítulo se centra en la búsqueda de una configuración en array que minimice la variación del centro de fases lo máximo posible, en el ancho de banda requerido.

Para ello, en las secciones 6.2 y 6.3 se encuentran el diagrama de flujo y el código implementado en ®MatLab para la obtención de una solución que aproxime dicho alimentador a un radiador de ondas esféricas, y que tenga su centro de fases, en el foco del reflector.

### 6.2. Diagrama de flujo

El diagrama de la figura 6.1 representa las fases necesarias para la determinación de las posibles soluciones que requiere el proyecto. Este código ha sido implementado con en ®MatLab.

Las funciones que se han utilizado son llamadas desde un script principal, que guarda el número de antenas con que se configura el array, las rotaciones que son necesarias, la frecuencia de operación o el distanciamiento entre antenas.

Con carácter específico se incluyen en la tabla A.2.

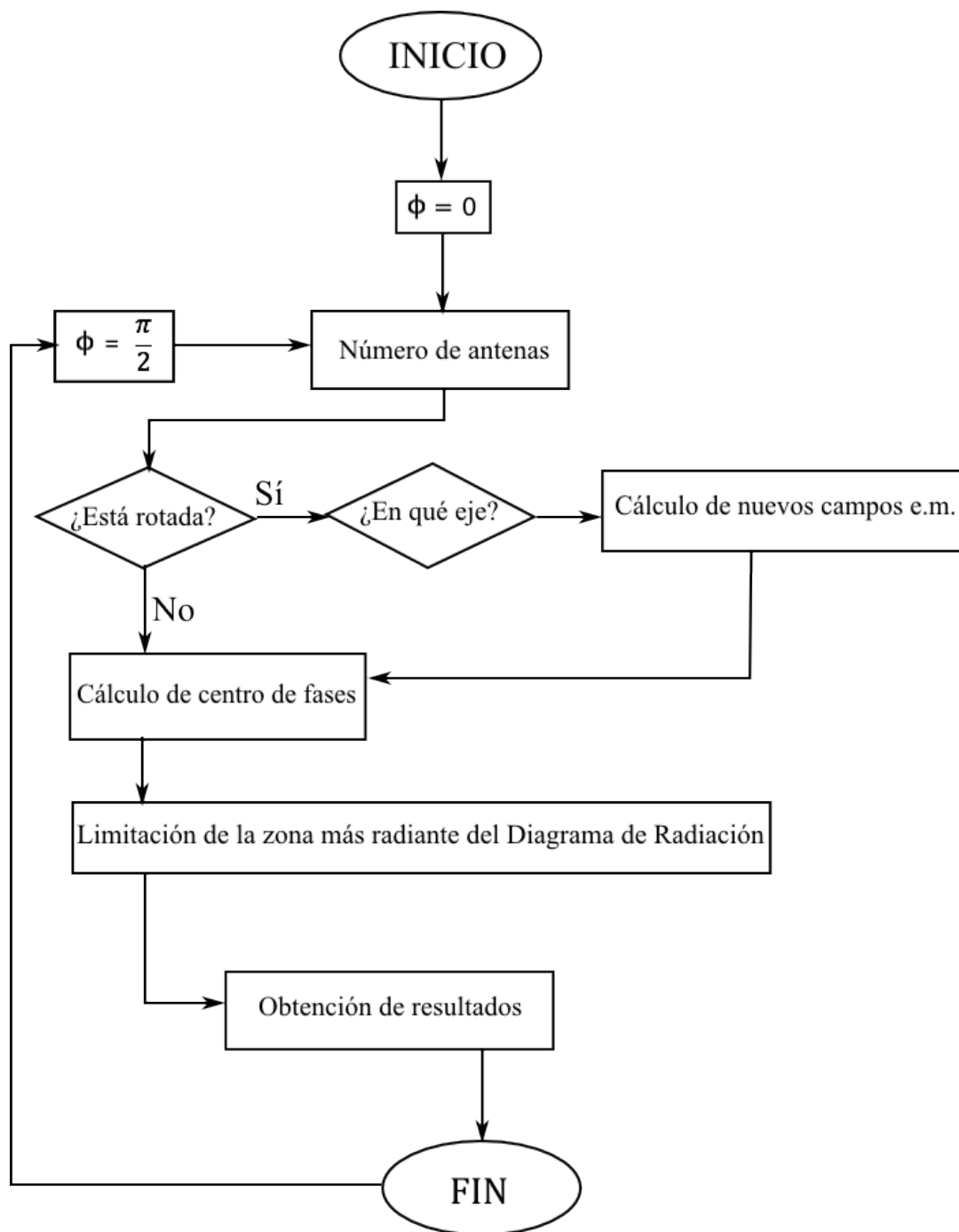


Figura 6.1: Diagrama de flujo para la implementación del código

### 6.3. Proyecto en ®MatLab

La estructura del proyecto, a partir de los puntos de fase del campo simulado con ®HFSS consta de diversas funciones, las cuales han sido necesarias no sólo para determinar el centro de fases, sino para encontrar una configuración que minimice este problema.

A continuación se indican los parámetros que reciben las funciones, así como una breve descripción para entender el sentido de su implementación.

La función *generatePhaseCenter* es el algoritmo encargado de estimar el centro de fases de cualquier antena. Estas variaciones son calculadas a partir de las soluciones de campo lejano obtenidas en el capítulo 5. Como se ha dicho anteriormente, las estimaciones se han obtenido en todos los puntos de la dirección del ángulo  $\theta$ . Estos resultados se guardan en las variables de  $\Delta t$ ,  $\Delta z$  y  $\varphi'$ , donde los dos primeros parámetros son las variaciones de centro de fases en los planos XZ e YZ, mientras que el último es el valor de offset que es necesario para desplazar un punto de fase de un radiador no ideal, a un punto de fase constante (campo esférico).

Función	Parámetros	Descripción
generatePhaseCenter	phi fase theta k0 i	Esta función recibe cinco parámetros: La variación del ángulo azimutal $\phi$ y el ángulo polar $\theta$ . La fase del vector de campos recibidos de ®HFSS a lo largo de $\theta$ . El factor $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ . La iteración $i$ para recorrer los vectores.

Cuadro 6.1: Función que genera el centro de fases

La función *interpolacion* hace una interpolación del campo electromagnético que se ha generado. La matriz que guarda los valores de campo con respecto a los ángulos  $\theta$ , ha sido definida con ®HFSS en saltos de  $5^\circ$ , por lo que, si se realiza una rotación del alimentador, y queremos inclinar la antena un número de grados que no sean múltiplos de 5, se necesitará una previa interpolación y posteriormente un diezmado, para que la matriz sea del mismo tamaño que con el que fue creada.

Función	Parámetros	Descripción
interpolacion	vectorInterpolado matriz_thetas vectorXZ vectorYZ	Esta función recibe cuatro parámetros: El primero parámetro devuelve una interpolación del vector de campos. El segundo parámetro es un vector que recorre los valores de $\theta$ . Los dos últimos parámetros son los valores de campo generados con ®HFSS.

Cuadro 6.2: Función que interpola los valores de campo

La función *rotacion* se encarga de rotar la antena tanto en la dirección de  $\phi$  como de  $\theta$ , con respecto a su sistema de coordenadas global, variando así su dirección de apuntamiento. Para ello hace uso del vector que se ha interpolado, el cual devuelve los valores de campo desplazados respecto a un offset  $\Delta\theta$ , tal y como se indica en la ecuación (5.32). Esta función

ha sido muy necesaria para mantener la independencia del diagrama de radiación respecto a la frecuencia.

Nótese que en caso de no haber sido implementada, para formar un array de antenas, sólo se podrían haber dispuesto físicamente distanciadas entre sí, conllevando una pérdida de la independencia de la frecuencia. Esto sucedería porque al separar las antenas, se perdería la propiedad de auto-escalabilidad, variando, por tanto, diagrama de radiación e impedancia de entrada con la frecuencia.

Función	Parámetros	Descripción
rotation	inclinacion vectorInterpolado matriz_thetas	Rota los valores de campo recorriendo la matriz obtenida con $\textcircled{R}$ HFSS. Estos valores han sido interpolados de grado en grado para ofrecer una mayor precisión cuando se rote la antena. El primer parámetro guarda en un vector los valores de inclinación para el número de antenas recibido. El segundo parámetro es la matriz reportada por la función que calcula la interpolación. El tercer parámetro son los distintos valores que adquiere $\theta$ .

Cuadro 6.3: Función que inclina el alimentador

La función *zonaRadiante* devuelve un vector con los valores más fuertes del diagrama de radiación. Su máximo de apuntamiento se espera en la dirección del eje  $z$ , en  $\theta = 0$  radianes.

Función	Parámetros	Descripción
zonaRadiante	matriz_thetas radPlanos	Esta función recibe cuatro parámetros: Además nos devuelve la zona más fuerte del diagrama. El primer parámetro es el vector que recorre los valores de $\theta$ . El segundo parámetro devuelve los vectores que guardan los valores en dB del diagrama de radiación.

Cuadro 6.4: Función que calcula la zona más radiante de la configuración elegida

La función *diferencialesRadiantes* devuelve en un vector los resultados de la variación del centro de fases para la zona más radiante, calculada con la función anterior.

Función	Parámetros	Descripción
diferencialesRadiantes	centroFases phi	Esta función recibe dos parámetros: <b>centroFases</b> es un vector que guarda los valores calculados por la función <b>generatePhaseCenter</b> . El segundo parámetro devuelve el vector recorrido por el ángulo $\phi$ .

Cuadro 6.5: Función que devuelve el centro de fases en la zona más radiante

Como queremos ver el centro de fases en un punto determinado, y más concretamente en su máximo de radiación, se ha implementado la función *obtencionTheta0*, que nos devuelve la

estimación del centro de fases para cada frecuencia en la dirección de ese ángulo de  $\theta$ , con lo que se puede realizar una comparativa a la hora de buscar la solución final.

Función	Parámetros	Descripción
obtencionTheta0	centroFaseRad contador valoresTheta0	Esta función consta de tres parámetros: El primer parámetro nos devuelve la función recogida por <b>diferencialesRadiantes</b> . El parámetro contador es una variable de control. El tercer parámetro es un vector que almacena los valores que adquiere $\theta$ .

Cuadro 6.6: Función que devuelve el centro de fases para la dirección de apuntamiento

Como se quieren buscar las soluciones a partir de diferentes configuraciones en array, finalmente se ha añadido la función *factorArray*. Ésta calcula, a partir del distanciamiento de las antenas, el FA (Factor de array) correspondiente y devuelve el nuevo valor de campo medido en campo lejano.

#### Observación:

Se introduce el término FA, que es un factor que aparece en las configuraciones en array, y que multiplica al campo en el origen de coordenadas, es decir, en  $\vec{E}_{(0,0,0)}$ . Viene determinado por el distanciamiento entre antenas, es decir, si las antenas no están separadas, es un valor constante y hace que el diagrama de radiación no se vea afectado por el mismo; sin embargo, si lo están, es un valor variable con la frecuencia e introduce lóbulos secundarios, distorsionando el haz principal del diagrama de radiación.

En un array de dos antenas equiespaciadas con respecto al origen del eje de coordenadas, el FA sería el que se indica en la ecuación (6.1):

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{(0,0,0)} \underbrace{[e^{jk\frac{d}{2}\hat{x}\vec{r}} + e^{-jk\frac{d}{2}\hat{x}\vec{r}}]}_{FA} \quad (6.1)$$

que como se puede observar, varía con la frecuencia, que por lo que se aumenta la degradación del diagrama de radiación, si la distancia se hace cada vez mayor.

Función	Parámetros	Descripción
factorArray	matriz_thetas exponente axis contador	Esta función recibe cuatro parámetros: El segundo parámetro es el valor de la exponencial en coordenadas esféricas que multiplica a los valores de campo generados con ®HFSS. Los demás han sido explicados anteriormente.

Cuadro 6.7: Función que obtiene el nuevo campo con el FA que corresponda

### 6.3.1. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en XZ y no distanciadas

La figura 6.2 muestra la disposición de las antenas en el espacio.

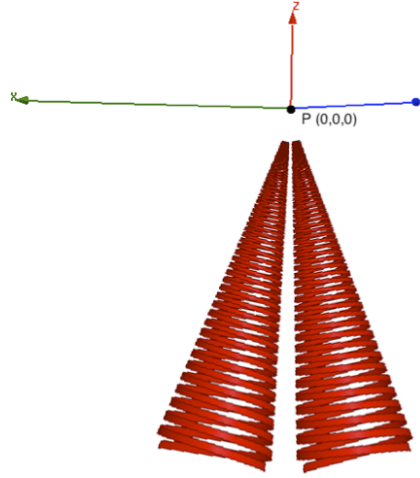


Figura 6.2: Configuración de antenas rotadas y no separadas generadas con  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$

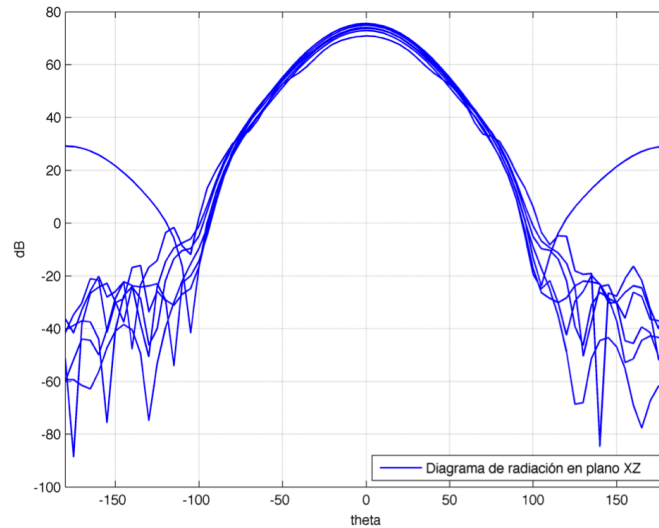


Figura 6.3: Diagrama de radiación generado con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$

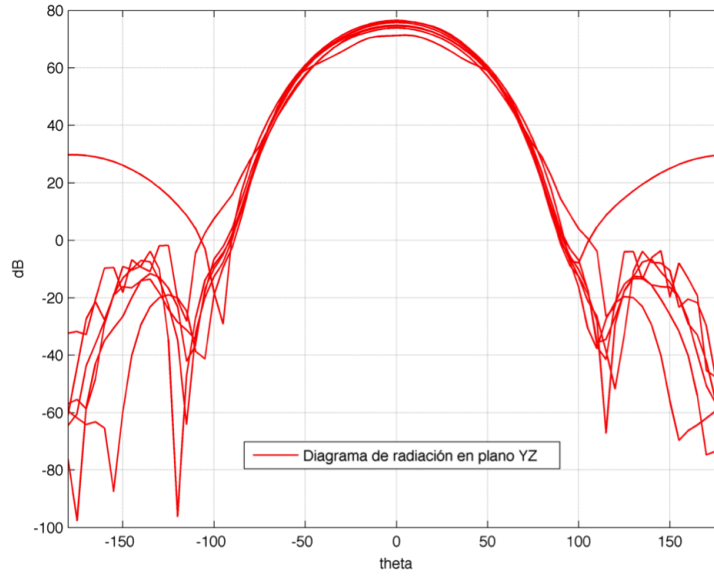
Al haber incluido dos antenas no separadas y donde sus ángulos de inclinación apuntan hacia el mismo valor de  $\theta$ , se mantiene la propiedad de auto-escalabilidad. Esto se traduce en que el diagrama de radiación total mostrado en la figura 6.3, se mantiene invariante con la frecuencia, el cual será obtenido a partir de los campos sumados que genera cada antena.

Por la posición física de las antenas con esta rotación, de nuevo el máximo se sitúa en  $\theta = 0^\circ$ , pero esta vez con una zona radiante más amplia de lo que era en la sección 5.3.1.

El diagrama de radiación en este caso se hace más directivo y con mayores niveles de potencia.

La figura 6.4, evaluada en el plano YZ, muestra una zona radiante con niveles de potencia más altos para este plano. Puesto que las antenas no están separadas, el factor de array introducido por el campo total tiene un valor constante  $FA = 2$ , calculado como se muestra en la ecuación 6.2:

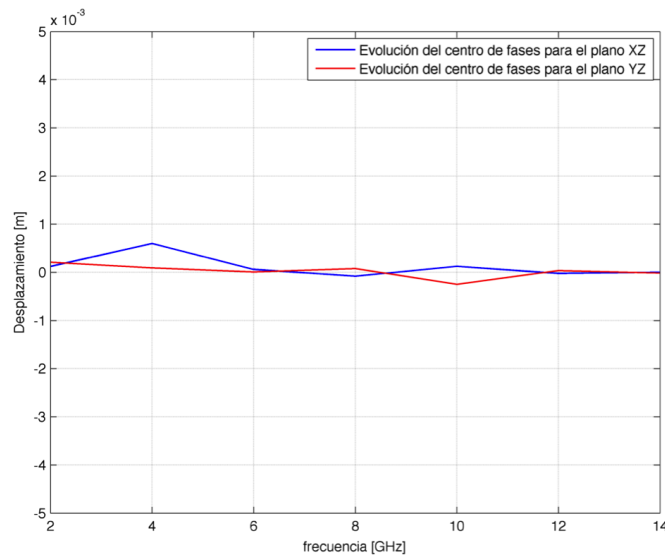


Figura 6.4: Diagrama de radiación generado con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{(0,0,0)}[e^{jk\frac{d}{2}\hat{x}\hat{r}} + e^{-jk\frac{d}{2}\hat{x}\hat{r}}] = \vec{E}_{(0,0,0)}2\cos(k\frac{d}{2}\hat{x}\hat{r}) \quad (6.2)$$

donde en coordenadas esféricas para la dirección radial  $\hat{r}$ , en  $\hat{x}$  es  $\sin(\theta)\cos(\phi)$ . Por ello, cuando  $\phi = \frac{\pi}{2}$  radianes, el  $\cos(\phi) = 0$ , con lo que el campo total aumenta en amplitud, doblando su valor, y por tanto el diagrama de radiación también se ve afectado. El valor del campo será  $\vec{E}_{total} = 2\vec{E}_{(0,0,0)}$ .

#### Desplazamiento en los ejes $x$ e $y$ para los dos planos principales

Figura 6.5: Variaciones con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

Se puede observar que las variaciones del centro de fases en los ejes  $x$  e  $y$  de la figura 6.5 siguen siendo prácticamente despreciables.

### Variación del centro de fases en $z$ en los dos planos principales

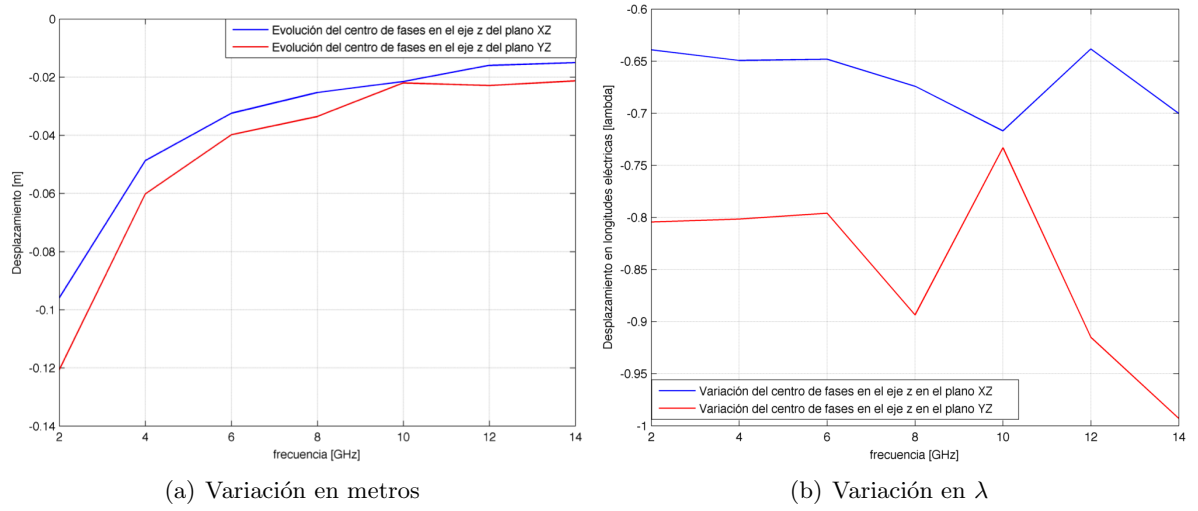


Figura 6.6: Variación de los centros de fase generada con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$

En cuanto a la variación del centro de fases que nos importa, la mostrada en la figura 6.6 y analizada en el plano XZ, puesto que las antenas han sido rotadas en el eje  $x$ , se aprecia una reducción importante respecto al caso de una sola antena.

En este caso, el centro de fases ha sufrido un desplazamiento en toda la banda de aproximadamente 8 cm, como muestra la sub-figura (a).

#### 6.3.2. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en XZ y separadas una distancia $d = 25$ mm en el eje $x$

La figura 6.7 ilustra esta configuración:

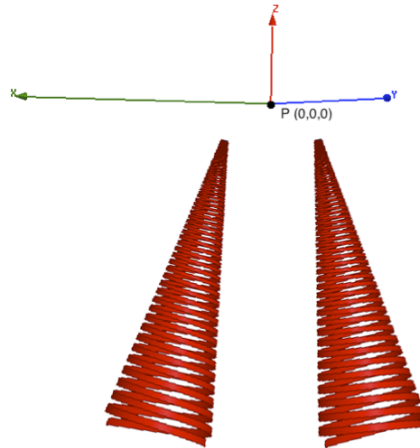


Figura 6.7: Configuración de antenas rotadas y separadas con  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$

A pesar de que introducir una distancia  $d \neq 0$  entre antenas, a priori degradará el diagrama de radiación, con la aparición de un valor no constante del FA, es interesante ver cómo y cuánto afectará a los resultados, y si en parte se podrán compensar las complicaciones a la hora de estabilizar el centro de fases.

A continuación se muestra el diagrama de radiación total que genera el array medido en campo lejano.

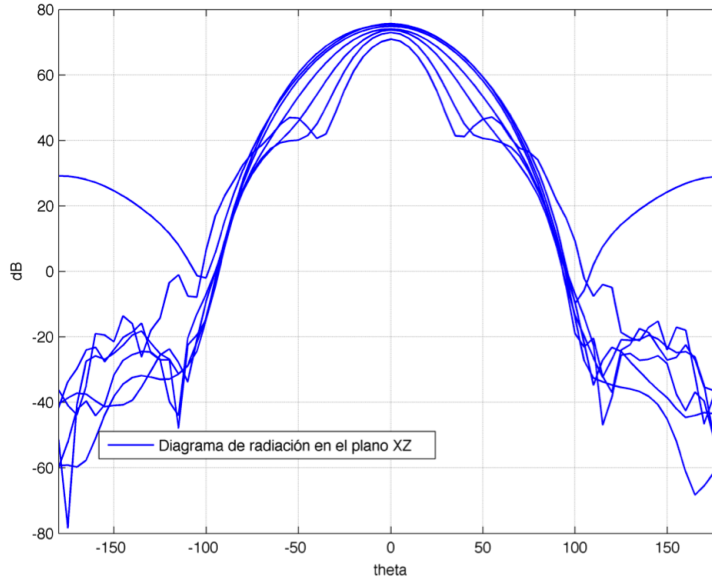


Figura 6.8: Diagrama de radiación con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

En el diagrama de radiación de la figura 6.8 se observa cómo el FA que multiplica al diagrama de radiación original deja de ser constante, dando como resultado lóbulos en la zona del haz principal, a medida que la frecuencia varía. Aun así, con esta aparición de *distorsión* creada por el distanciamiento entre antenas, no da lugar a una degradación suficiente para que el estimador no sea capaz de obtener el centro de fases oportuno, porque se sigue cumpliendo la propiedad (6.3):

$$d < \lambda \quad (6.3)$$

### Variación del centro de fases en $z$ en los dos planos principales

Como se quiere obtener una estimación donde se minimice la variación en ambos planos principales, de momento sólo se mostrarán estimaciones en el plano XZ. Llegado el momento en el que se tenga una solución viable, se obligará a que los resultados de las mínimas variaciones del centro de fases sean estrictamente iguales en los dos planos principales.

Como ya se ha visto en los resultados obtenidos en el capítulo 5, que debido a que la región activa sufre un auto-escalado en el eje  $z$  con el cambio de frecuencia por cómo se ha orientado la antena en el espacio, no se ha considerado necesario continuar estimando la desviación producida en los ejes  $x$  e  $y$  para los siguientes casos.

En la sub-figura (a) de la figura 6.9 se observa que entre 8 GHz y 14 GHz su evolución es favorable, no siendo así para la zona de frecuencia más baja. La sub-figura (b) de la figura 6.9 sólo cambia la unidad de medida a longitudes eléctricas, donde se aprecia una variación todavía más significativa.

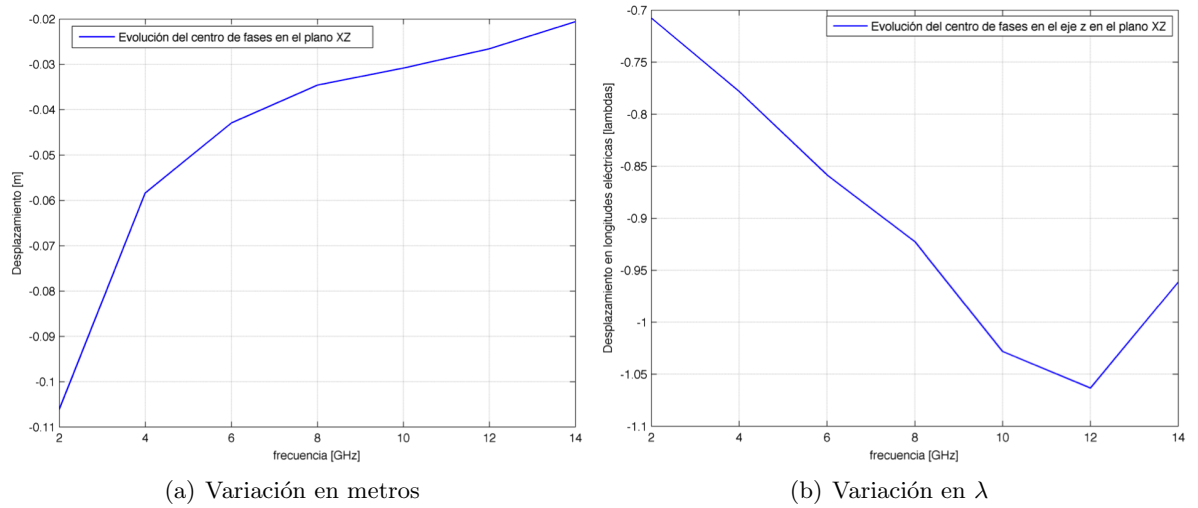


Figura 6.9: Variación de los centros de fase generada con ®MatLab

### 6.3.3. Array de dos antenas rotadas $12^\circ$ y $-12^\circ$ en el plano XZ y separadas $d = 5$ cm en $x$

La configuración es tal y como se indica en la figura 6.10.

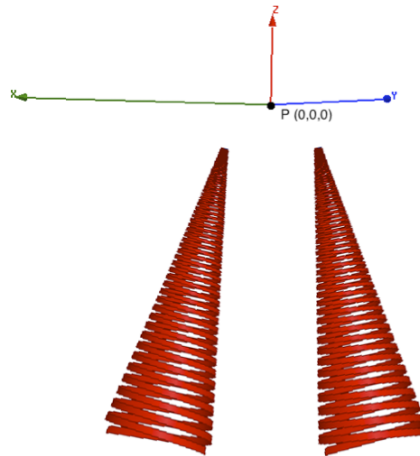
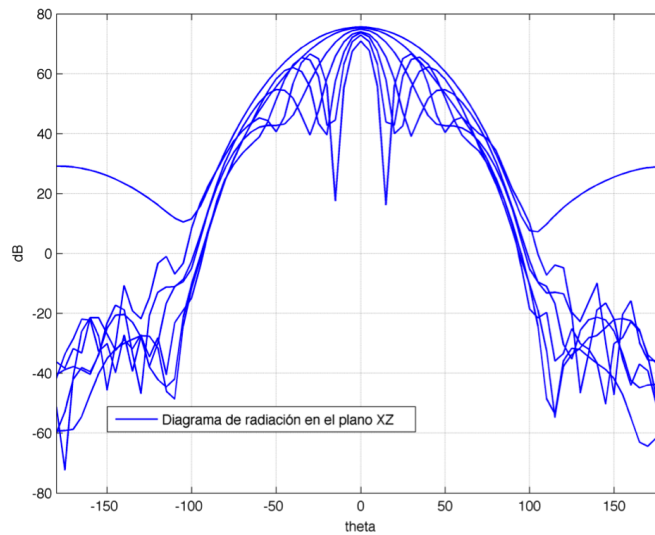


Figura 6.10: Configuración de antenas rotadas y separadas con ®HFSS

A pesar de saber que aumentar la distancia entre antenas degrada el diagrama de radiación, se muestran los resultados para demostrar cómo se ha perdido la auto-escalabilidad del alimentador, y por tanto, la independencia del diagrama de radiación y de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  con la frecuencia.

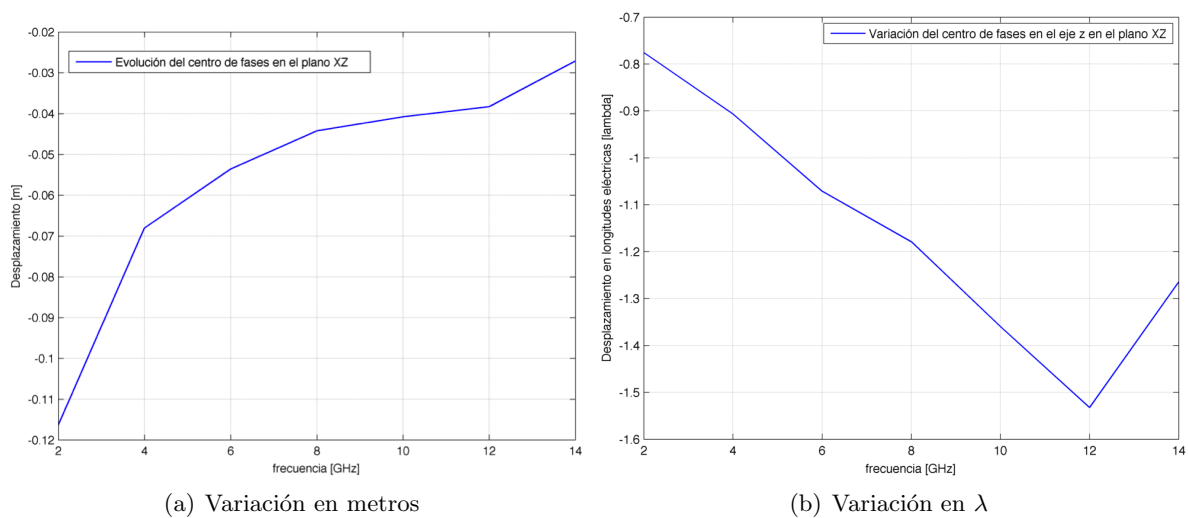
Figura 6.11: Diagrama de radiación con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

El diagrama de radiación de la figura 6.11 muestra, por tanto, la pérdida de la independencia de la frecuencia, dando lugar a la aparición de distintos lóbulos secundarios según cambia la frecuencia.

#### Observación:

Nótese que no se aporta la estimación del centro de fases en el plano YZ debido a que es la misma que en los casos 6.3.2 y 6.3.1.

#### Variación del centro de fases en $z$ en los dos planos principales

Figura 6.12: Variación de los centros de fase generada con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

La figura 6.12 refleja que los valores en  $\theta = 0^\circ$  para los valores de  $\Delta z$  en el plano XZ se alejan más del resultado buscado, por lo que este resultado es aún peor.

### 6.3.4. Dos antenas rotadas $30^\circ$ y $-30^\circ$ en el plano XZ y no separadas

Mediante la realización de varias pruebas que preceden a la que se indica en este apartado, se encuentra una posible solución sin necesidad de separar las antenas.

La disposición espacial es la que se muestra en la figura 6.13:

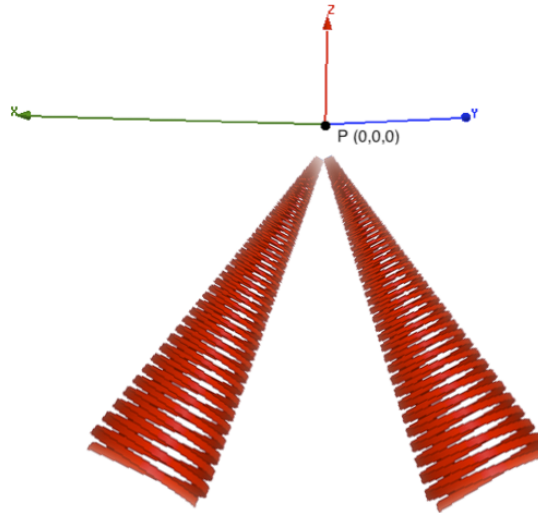


Figura 6.13: Array de antenas rotadas no separadas ®HFSS

### Diagrama de radiación

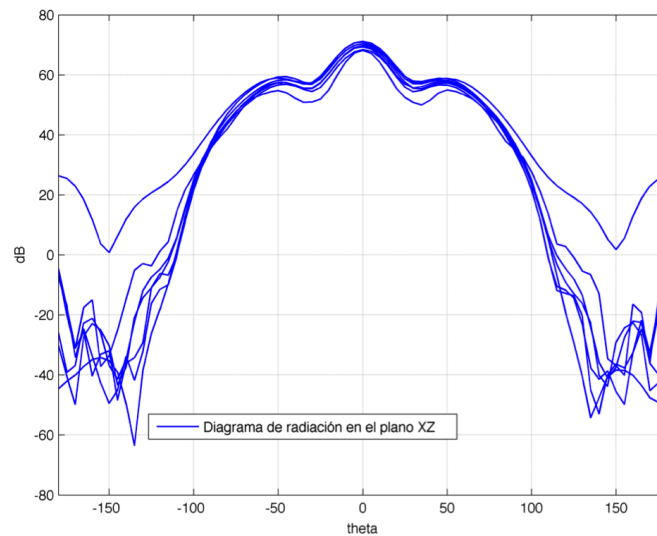


Figura 6.14: Diagrama de radiación con ®MatLab

El diagrama de radiación de la figura 6.14 está formado por un lóbulo principal que tiene un haz más estrecho e incorpora dos lóbulos secundarios, con lo que la eficiencia en amplitud se reduce. Sin embargo, los resultados minimizan la variación del centro de fases como se puede ver en las sub-figuras *a* y *b* de la figura 6.15.

### Variación del centro de fases en $z$ en el plano donde están colocadas las antenas

La figura 6.15 muestra una evolución progresiva y suave del punto teórico ideal donde se emitirían frentes de onda esféricos.

Además el orden de medida se ha reducido, pasando de una variación medida en centímetros a milímetros. Esta variación en toda la banda es de aproximadamente 30 mm.

Su evolución en longitudes de onda en la sub-figura *b* de la figura 6.15 se ha reducido notablemente, con respecto al caso de una sola antena, como se vio en el capítulo 5, sección 5.3.1.

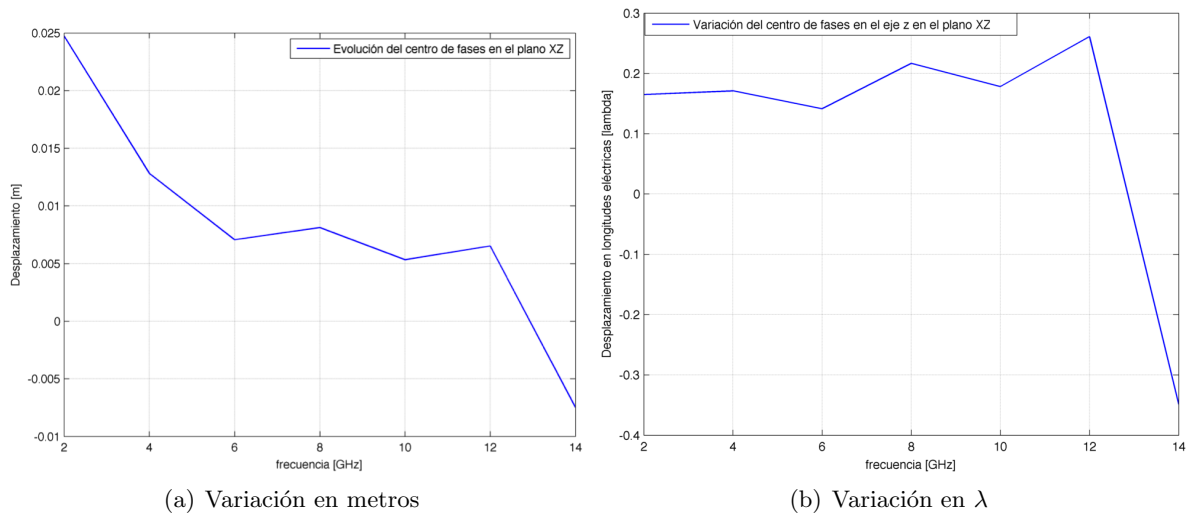


Figura 6.15: Variación de los centros de fase generada con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

## 6.4. Solución final

### 6.4.1. Array de cuatro antenas, simétricas dos a dos en el eje $x$ y en el eje $y$ respectivamente, inclinadas $28^\circ$ y $-28^\circ$ y separadas una distancia $d = 1,5$ mm

Se ha introducido una distancia entre antenas en el eje  $x$ , lo suficientemente pequeña en longitudes de onda, que no degrade prácticamente el diagrama que genera el sub-array de dos antenas en el plano XZ.

Como se quieren los mismos resultados de la estimación en los dos planos principales, se han colocado otras dos antenas exactamente iguales, y de la misma manera que como se observan en el plano XZ, pero a lo largo del eje  $y$ , observando por tanto, exactamente lo mismo desde ambos planos principales.

Nótese que la configuración elegida es un array de cuatro antenas, formado por dos sub-arrays de dos antenas, en los ejes  $x$  e  $y$ . Entre los sub-arrays no se produce interferencia, por la manera en la que se han dispuesto en el espacio, alcanzando así, el objetivo final.

La solución propuesta son cuatro antenas, colocadas y rotadas dos a dos en el eje  $x$ , y dos a dos rotadas en el eje  $y$ , resultando la configuración de cada sub-array independiente del otro.

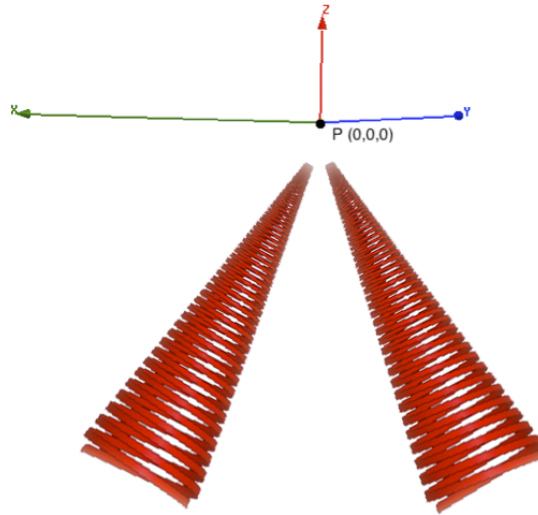


Figura 6.16: Array de antenas rotadas  $28^\circ$  y  $-28^\circ$  y separadas 1.5 mm desde uno de los planos principales

### Diagrama de radiación para los dos planos principales

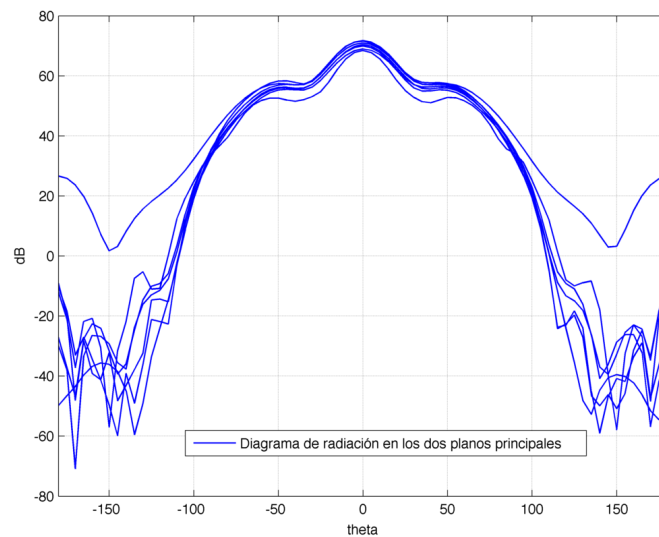


Figura 6.17: Diagrama de radiación generado con  $\text{\textcircled{R}}$ MatLab

Comparando con la figura de la sección 6.3.4, el diagrama de radiación prácticamente no ha variado.

Con la aparición de dos lóbulos secundarios se mide un SLL aproximado, dependiendo de cada frecuencia de 13 dB. Debido a esto, se tendrá que decidir si es preferible una solución en la que el centro de fases sea un vector de centros de fases con la variación de frecuencia, o donde se estabilice y minimice este valor para poder situarlo en el foco del reflector, aunque se reduzca un poco la eficiencia en amplitud que se obtiene con la solución final.



### Variación del centro de fases en $z$ en los dos planos principales

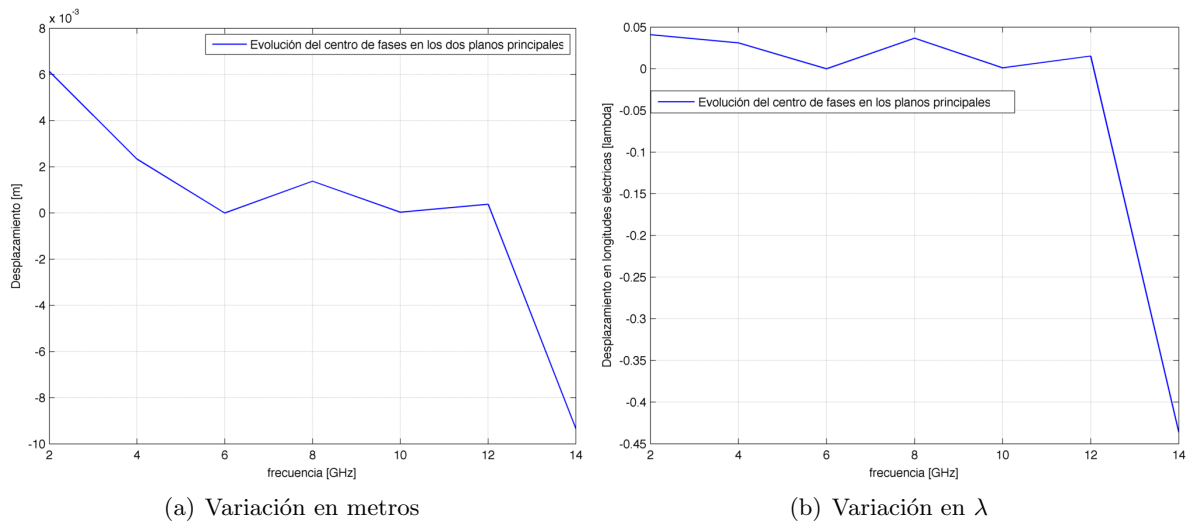


Figura 6.18: Variación de los centros de fase generada con  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$

En la sub-figura (a) se puede determinar que el centro de fases entre 2 GHz y 12 GHz se mantiene estable. En 14 GHz esta variación se hace algo más notable.

La sub-figura (b) sólo cambia la unidad de medida de esta variación a longitudes eléctricas.



## Capítulo 7

# Conclusiones y líneas futuras

Existen varias alternativas a la hora de elegir una antena que cumpla con las especificaciones de este proyecto. Se ha escogido la antena espiral cónico logartítmica (AECL) bifilar y se ha caracterizado a partir de cartas de diseño, mostradas en la figuras 3.2 y 3.4. Estas figuras recogen los resultados de muchas medidas de campo, diagramas de radiación e impedancias de entrada, según se variaban los parámetros que caracterizan a este tipo de antena. Estas medidas han sido realizadas por John D. Dyson y se pueden encontrar en la publicación [1].

A partir de estas cartas, se han escogido los parámetros geométricos (ángulo del cono  $\theta_0$  y ángulo de crecimiento de la espiral  $\alpha$ ), que han permitido cumplir las especificaciones marcadas al inicio del proyecto, así como el tamaño final de la antena para funcionar en todo el rango de frecuencias requerido (radio menor y radio mayor del cono). Asimismo, la antena se forma por dos espirales desfasadas  $180^\circ$  y la distancia medida entre cada uno de los brazos de cada espiral ( $\delta$ ), ha sido escogida para fuera igual a la distancia entre ambas espirales.

Este alimentador, por tanto, cumple los dos conceptos necesarios para que se cumpla la característica de independencia en frecuencia: auto-escalabilidad, explicada en la sección 1.3.2 y auto-complementariedad, en 1.3.1. De esta forma, tanto la impedancia de entrada como el diagrama de radiación se mantienen prácticamente invariantes con la frecuencia.

En cuanto a la situación física del centro de fases, visto en la sección 1.7, tiene que estar colocado en el foco del reflector del radiotelescopio. Esto no es posible, debido a que el centro de fases varía con la frecuencia en la antena de tipo AECL. Por este motivo, se ha buscado una solución que minimice el desplazamiento sufrido por el centro de fases y lo mantenga lo más estable posible en el ancho de banda definido por la especificación VLBI2010 [17].

La determinación del centro de fases de la antena que alimenta un reflector, en general, es muy importante, dado que los reflectores se diseñan asumiendo que el alimentador es un radiador puntual de ondas con frentes de fase perfectamente esféricos.

En un radiotelescopio VLBI2010 [17], es importante además, porque la señal recibida se va a procesar de forma coherente.

Para estudiar cómo evoluciona el centro de fases de la AECL, se ha desarrollado un método numérico que lo estima a partir de los campos radiados devueltos por  $\text{\textcircled{R}}\text{HFSS}$ . Dicho método se ha implementado en  $\text{\textcircled{R}}\text{MatLab}$ , y aplicado a la antena diseñada. El resultado obtenido

muestra un desplazamiento notable y se ha propuesto, por tanto, la utilización de un array de antenas log-espirales cónicas, para reducir la amplitud de este desplazamiento.

Nótese que la obtención de los resultados para una antena de tipo AECL, ha sido comprobada con el simulador electromagnético  $\textcircled{R}$ HFSS.

## 7.1. Conclusiones del proyecto

Los resultados obtenidos de la estimación del centro de fases de la AECL diseñada, indican que la variación obtenida en los ejes  $x$  e  $y$  es prácticamente nula ( $\Delta x \simeq \Delta y \simeq 0$ ).

Sin embargo, la antena tiene una importante variación en el eje  $z$ , a medida que varía la frecuencia, con una diferencia entre la posición estimada a 2 GHz y la posición estimada a 14 GHz de  $|\Delta Z_{\text{máx}} - \Delta Z_{\text{mín}}| \simeq 10$  cm. Consecuentemente, no se contempla la posibilidad de cubrir los requisitos necesarios sólo con una antena.

La variación tan importante que se obtiene en el eje  $z$ , es debida a que la región activa (RA) no tiene una zona fija en la antena, variando ésta a medida que cambia la frecuencia, como se puede ver en la figura 3.3.

Este cambio en la situación de la RA de la antena, a medida que se incrementa la frecuencia, es consecuencia de la naturaleza auto-escalable de la geometría. A medida que se incrementa la frecuencia, la RA se escala hacia el vértice del cono, y por tanto el centro de fase se acerca a dicho vértice. De hecho, se ha comprobado (fig. 5.7) que el centro de fase se sitúa a una distancia del vértice del cono que es fija, cuando se mide en longitudes de onda. Este valor, para todo el rango de frecuencias, es aproximadamente 0.8 veces la longitud de onda.

Para aliviar este problema, se ha procedido a estudiar diversas configuraciones en array, que puedan servir como alimentador del reflector. Primero se ha estudiado una topología con dos antenas de tipo AECL equidistantes.

Nótese que la AECL es una antena auto-escalable, pero si en el array propuesto se distancian las antenas, la característica de auto-escalabilidad de la agrupación de antenas se pierde. Ello conlleva, por tanto, la pérdida de la independencia de la frecuencia, donde el diagrama de radiación e impedancia de entrada ya no se mantienen invariantes con la variación de la frecuencia.

En términos generales, a medida que la distancia entre antenas aumenta, la distorsión que muestra el haz principal del diagrama de radiación también se incrementa, dando lugar a lóbulos secundarios dentro de dicho haz, que varían según cambia la frecuencia.

Para mantener invariantes las características de la antena con respecto a la frecuencia, diagrama de radiación e impedancia de entrada  $Z_{in}$ , se ha optado por realizar únicamente rotaciones, en la que ambas antenas apunten en la misma dirección del ángulo  $\theta$ , es decir, antenas que se dispongan en el espacio enfrentadas entre sí. Con esto se garantiza que se cumpla el principio de auto-escalabilidad.

Sin embargo, se ha comprobado que introduciendo además una distancia entre antenas, pequeña en términos de longitud de onda, el diagrama de radiación deja de ser de tipo pincel, reduciéndose un poco la eficiencia en amplitud del array, por la aparición de dos lóbulos secundarios. No obstante, la característica de independencia de la frecuencia no se ve prácticamente afectada, y los resultados obtenidos al estimar el centro de fases, son aún mejores.

Por todo ello, se propone como solución la configuración en array de la sección 6.4 del capítulo 6, donde el centro de fases se mantiene prácticamente estable entre 2 GHz y 14 GHz, siendo más sensible en la zona de frecuencia máxima, como muestra la figura 6.18.

Dicha solución permite que la configuración escogida como alimentador del reflector, pueda situar su centro de fases en el foco del reflector, funcionando prácticamente como un radiador ideal, y cumpliendo finalmente, con todos los requisitos propuestos al inicio de este proyecto, en el capítulo 1.

## 7.2. Líneas futuras

Como trabajo futuro se incluyen los siguientes puntos:

- Comprobación de las estimaciones realizadas, para las diversas configuraciones que se han estudiado.
- Construcción de la AECL. Esta estructura tridimensional creará complicaciones en el momento de la implementación física.
- Debido a que la antena está compuesta por dos espirales (bifilar), implica el uso de una alimentación diferencial entre ambas espirales. Esto se puede conseguir con el balun infinito de Dyson [1].
- Posteriormente se deberá llevar a cabo la realización de medidas de la antena diseñada.
- Implementación de la configuración en array y medidas.
- Integración con el resto del receptor instalado en el radiotelescopio.

Por último se debería analizar la eficiencia del sistema completo, es decir, el sistema consistente en el alimentador diseñado, cuya configuración es un array de cuatro antenas de tipo AECL, rotadas y separadas, más el reflector parabólico del radiotelescopio.



# Apéndice A

## Regulación

Debido a que nuestro array de cuatro antenas es una solución propuesta para un *receptor*, la regulación directamente no nos afecta, puesto que ésta se centra en limitar la PIRE (Potencia Radiada Isotrópica equivalente) que radian los sistemas transmisores para evitar que se interfieran entre sí los diferentes servicios de radiocomunicación.

Sin embargo, puesto que hay muchos sistemas de comunicación que operan entre 2 GHz y 14 GHz, puede producirse interferencia con ellos, por lo que se muestra una tabla que incluye dichos sistemas, así como la banda en la que operan.

El espectro de bandas de radiofrecuencia que aparecen a continuación, de manera sintetizada, es determinado por la ITU (International Telecommunications Union), que según la frecuencia a la que opera nuestro alimentador, es clasificada esta banda como:

UHF (Ultra High Frequency), que opera entre 300 MHz y 3 GHz.  
SFH (Super High Frequency), la cual trabaja entre 3 GHz y 30 GHz.

Banda	Uso
UHF	Televisión, hornos microondas, comunicaciones por microondas, Telefonía móvil, Redes inalámbricas, Radioastronomía, Radioafición, Bluetooth, ZigBee, GPS, Comunicaciones uno a uno, como FRS y GMRS.
SFH	Radioastronomía, comunicaciones por microondas, Redes inalámbricas, comunicaciones por satélite, Televisión por satélite, radares modernos, Radioafición, DBS.

Cuadro A.1: Tecnologías que funcionan en la banda que requiere el proyecto

En la tabla A.2 se presenta un resumen del CNAF (Cuadro Nacional de Atribuciones de Frecuencia) aprobado por el Ministerio de Industria, Turismo y Comercio el 15 de noviembre de 2007, con la ocupación en frecuencia de diversos sistemas de comunicaciones.

<b>Atribución (GHz)</b>	<b>Servicio</b>	<b>Tipo de servicio</b>
<b>2.01 – 2.025</b>	Sistemas móviles de tercera generación (UMTS)	Fijo, Móvil
<b>2.11 – 2.17</b>	Sistemas móviles de tercera generación (UMTS)	Fijo, Móvil
<b>2.3 – 2.4835</b>	Radioenlaces móviles de TV	Fijo, Móvil
<b>2.4 – 2.4835</b>	Wi-Fi	Fijo, Móvil
<b>2.4 – 2.5</b>	Aplicaciones ICM	Fijo, Móvil
<b>2.446–2.454</b>	RFID	Fijo, Móvil
<b>2.5–2.69</b>	Ampliación de los sistemas de tercera generación (UMTS)	Fijo, Móvil, salvo móvil aeronáutico
<b>3.1–3.4</b>	Radares	Radiolocalización
<b>3.4–3.6</b>	Sistema de acceso inalámbrico de banda ancha (MMDS)	Fijo, Móvil
<b>3.6–3.8</b>	Redes de radioenlaces para transporte de señal de televisión	Fijo, Móvil, Fijo por satélite
<b>3.8–4.2</b>	Radioenlaces analógicos para telefonía	Fijo, Móvil, Fijo por satélite
<b>4.4–5</b>	Radioastronomía y Ministerio de Defensa	Fijo, Móvil
<b>5–5.03</b>	Galileo	Radionavegación por satélite, Radiolocalización
<b>5.15–5.35</b>	RLAN	Móvil, salvo móvil aeronáutico
<b>5.255–5.350</b>	Radares	Radiolocalización
<b>5.47–5.725</b>	RLAN	Móvil, salvo móvil aeronáutico
<b>5.725–5.875</b>	SRD	Fijo, Móvil
<b>5.725–5.875</b>	Aplicaciones ICM	Fijo, Móvil
<b>5.795–5.815</b>	Teleinformación al Tráfico rodado	Fijo, Móvil, Fijo por satélite
<b>5.9–7.1</b>	Radioenlaces analógicos y digitales	Fijo, Fijo por satélite (tierra-espacio)
<b>7.1–7.75</b>	Sistemas de radioenlace del Servicio Fijo	Fijo, Móvil
<b>7.725–7.975</b>	Radioenlaces analógicos de Telefonía y transporte de señal de Televisión	Fijo, Móvil, salvo móvil aeronáutico
<b>9.5–9.8</b>	Ministerio de Defensa	Exploración de la Tierra por satélite
<b>10–10.7</b>	Enlaces móviles de Televisión y servicio Fijo punto a punto	Fijo, Móvil, salvo móvil aeronáutico
<b>10.7–11.7</b>	Radioenlaces digitales fijos de la red troncal de transporte	Fijo por satélite (espacio-tierra) y (tierra-espacio)
<b>11.7–12.75</b>	Servicio de radiodifusión	Radiodifusión por satélite
<b>12.75–13.25</b>	Radioenlaces analógicos para telefonía (fijos) y transporte de señal de Televisión (fijos y móviles)	Fijo por satélite (tierra-espacio)
<b>13.4–14</b>	Servicio fijo por satélite en el sentido tierra-espacio	Fijo por satélite (tierra-espacio)

Cuadro A.2: Sistemas de comunicaciones según CNAF



A raíz de la amplia ocupación en frecuencia que muestra la tabla A.2, las mediciones que realizan los radioastrónomos se hacen tomando tres sub-bandas de 1 GHz cada una, las cuales son elegidas teniendo en cuenta las mejores condiciones para su medida.

Debido a que estas sub-bandas no serán siempre las mismas, la banda de trabajo debe de ser amplia, que recordemos que en nuestro caso y cumpliendo con la especificación VLBI2010 [17] es de 2 GHz a 14 GHz.



# Apéndice B

## Presupuesto

A continuación se muestra el desglose del proyecto, cuya duración ha sido de siete meses.

Los gastos han sido divididos según las siguientes categorías: personal, equipos utilizados y amortización de los mismos; subcontratación de tareas u otros costes directos que hayan sido decisivos en la ejecución.

Los costes de personal se incluyen en la tabla B.1:

### B.1. PERSONAL

Categoría	Coste bruto mensual	Coste por proyecto
Ingeniero Senior	4493.12 euros	31451.84 euros
Ingeniero Junior	2360.40 euros	16522.8 euros

Cuadro B.1: Costes de personal

En la tabla B.2 se incluyen los costes que tienen los equipos y licencias usadas. El factor de utilización ha sido calculado según el número de usuarios que tienen acceso al equipo, y el número de meses de duración del proyecto respecto a la vida útil del equipo.

Se muestra el número de usuarios durante 7 meses que tienen acceso a los equipos:

Ordenador para pruebas: 20 usuarios.

Portátil de trabajo: 1 usuario.

Licencia de ®MatLab & Simulink: 30 usuarios.

Licencia de toolboxes de ®MatLab & Simulink: 30 usuarios.

Licencia de ®HFSS: 20 usuarios.

## B.2. EQUIPOS

Descripción	Coste (euros)	Utilización	Duración estimada
Ordenador para pruebas	2100	0.583 %	5 años
Portátil de trabajo	1200	19.43 %	3 años
L <sup>A</sup> T <sub>E</sub> X	0	0.2 %	software libre
Licencia de ®MatLab	700	0.97 %	2 años
Licencia de Toolboxes de ®MatLab	800	0.2 %	Cuenta vitalicia
Licencia de ®HFSS	5500 300 * 10 Tokens <i>Total</i> = 8500	1 %	Cuenta vitalicia

Cuadro B.2: Costes de los equipos y licencias

Otros costes añadidos han sido los que aparecen en la tabla B.3:

## B.3. OTROS COSTES DIRECTOS

Descripción	Coste mensual IVA incluido	Coste por proyecto IVA incluido
Red eléctrica	30 euros	210 euros
Impresora	25 euros	175 euros
Internet	50 euros	350 euros

Cuadro B.3: Otros costes directos

Por último se incluye la tabla B.4 con el coste final del proyecto.

## B.4. COSTES TOTALES

Coste total del proyecto
49048.433 euros

Cuadro B.4: Coste total

# Bibliografía

- [1] John D. Dyson, *The characteristics and Design of the Conical Log-Spiral Antenna*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-13, pág. 488-499, 1965.
- [2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, tercera edición, pág. (4-23, 611-623, 893-896), 2005, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Jun-ping Shang, De-min Fu, Ying-bo Deng, Shuai Jiang, *Measurement of phase center for antenna with the method of moving reference point*, National Laboratory of Antennas and Microwave Technology, Xidian University, Xi'an shaan'xi710071, China.
- [4] Casimir Ehrenborg, *Thesis Master: Investigation and Comparison Between Radiation and Phase Center for Canonical Antennas*, pág. 14-18, junio de 2014.
- [5] David M Pozar, *Microwave Engineering*, segunda edición, universidad de Massachusetts, Amherst, 1998, pág. 1-30.
- [6] Universidad Carlos III, *Apuntes de Transmisión y propagación inalámbrica*.
- [7] C. Camacho Peñalosa, *Ecuaciones y relaciones energéticas de la electrodinámica*, departamento de electromagnetismo y teoría de circuitos, 1988, pág. 7-14.
- [8] J. E. Page de la Vega, C. Camacho Peñalosa, *Ondas planas*, departamento de teoría electromagnética, segunda edición, 1984, pág. 3-14.
- [9] Carlos Mariano Lentisco Sánchez, Proyecto Fin de Carrera: *Herramienta de Optimización Paramétrica Distribuida con HFSS*, Leganés, 2013, pág. 5-38.
- [10] Tobias Oetiker, Hubert Partl, Irenhe Hyna, Elisabeth Schlegl, *The Not So Short Introduction to L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X2<sub>ε</sub>*, Versión 5.04, octubre de 2014.
- [11] Dr. Victor H. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, in IRE Intern. Conv. Record, 1957, pág. 114-118.
- [12] Rikard Olsson y Per-Simon Kildal, *The Eleven Antenna: A Compact Low-Profile Decade Bandwidth Dual Polarized Feed for Reflector Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volumen 54, N° 2, febrero de 2006, pág. 368-375.
- [13] Ahmed Akgiray, Sander Weinreb, William A. Imbriale, Christopher Beaudoin, *Circular Quadruple-Ridged Flared Horn Achieving Near-Constant Beamwidth Over Multioctave Bandwidth: Design and Measurements*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, volumen 61, N° 3, marzo de 2013, pág. 1099-1108.
- [14] Bill Petrachenko, *VLBI2010 Feed Comparison*, 14 de febrero de 2013.
- [15] Grupo SSR de la Universidad Politécnica de Madrid, *Apuntes de Antenas*.

- [16] Dirk Bahrend, Frank G. Gomez, Chopo Ma, *International VLBI Service for Geodesy Astrometry*, <http://ivscc.gsfc.nasa.gov>, 27-01-2015
- [17] Stephen Merkowitz, Lori J. Tyahla, *VLBI2010*, <http://space-geodesy.nasa.gov/futureNetwork/VLBI2010.html>, 06-07-2012